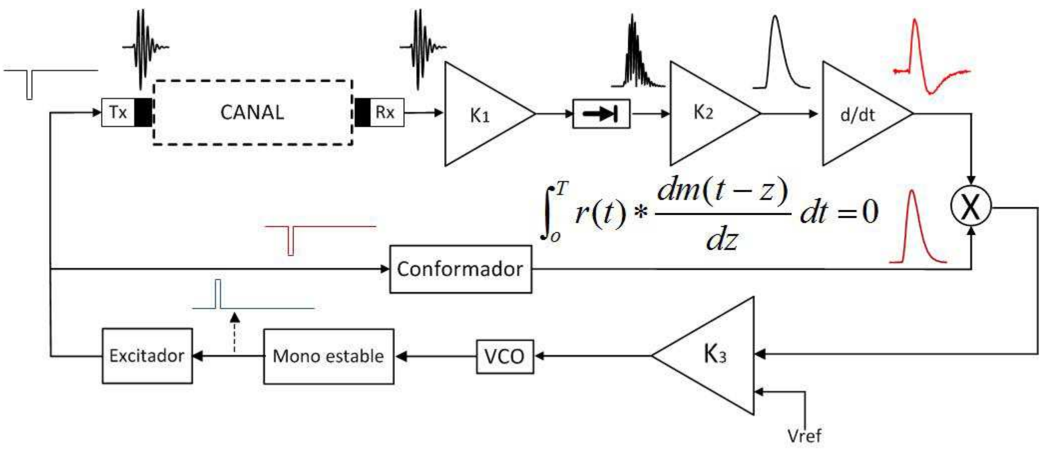
Arquitecturas Circuitales para la Emisión y Recepción de Ultrasonido, orientadas a la determinación del tiempo de transito



Angel C. Veca

2019

Arquitecturas Circuitales para la Emisión y Recepción de Ultrasonido, orientadas a la determinación del tiempo de transito

Angel C. Veca
Dr. en Ingeniería
Profesor Titular
Instituto de Automática
Departamento de Electrónica y Automática
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de San Juan

2019

Arquitecturas Circuitales para la Emisión y Recepción de Ultrasonido: determinación del tiempo de transito. *Angel C. Veca*

Veca, Angel César
Arquitecturas circuitales para la emisión y recepción de ultrasonido, orientadas a la determinación del tiempo de transito / Angel César Veca. - 1a edición especial - San Juan : Angel César Veca, 2019.
Libro digital, PDF

Archivo Digital: descarga
ISBN 978-987-86-0345-2

1. Acústica. I. Título.
CDD 621.3

ISBN 978-987-86-0345-2

9 789878 603452

Diseño de la Portada: Angel C. Veca
Imagen, Esquema en bloques de un receptor óptimo por correlación para la medición de la velocidad del sonido

Libro de edición argentina

El autor
Angel C. Veca

Nació en la ciudad de Buenos Aires el 16 de abril de 1951. Ingeniero en Electrónica (1987) y Doctor en Ingeniería (2005). Títulos otorgados por la Facultad Regional Mendoza, Universidad Tecnológica Nacional (UTN). Durante el periodo 1983 y 1991 trabajó en el Laboratorio de Bio-instrumentación de la Cátedra de Física Biológica, Facultad de Ciencias Médicas de la Universidad Nacional de Cuyo en el diseño de instrumentación analógica y en la reducción de ruido en registros biológicos, mediante el uso de técnicas adaptables. Entre los años 2006 y 2010 estuvo a cargo de la cátedra de Ensayos no Destructivos, de la carrera Ingeniería Civil, Facultad Regional Mendoza, UTN. Actualmente, en el área de docencia, se desempeña como Prof. Titular en el Departamento de Electrónica y Automática de la UNSJ estando a cargo de las cátedras: Aplicaciones Industriales del Ultrasonido y Ultrasonido para Uso Médico. Las tareas de investigación las lleva a cabo en el Instituto de Automática, UNSJ. Entre los años 1992 y 2006 se dedicó al estudio de la detección de ecos, en ambientes altamente reflexivos bajo severas condiciones de saturación, para aplicarlos en los ensayos no destructivos con ultrasonido. En el año 1997 participó en la Habana, Cuba, como representante de Argentina, en la creación de la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas (RITUL), en el marco del CYTED, España. Dentro de ese contexto, tuvo activa participación en el proyecto Iberoamericano "Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas". En el año 1999 obtuvo distinciones y premios como participante del proyecto "Asistencia ultrasónica para Ciegos y disminuidos visuales severos". Las distinciones las recibió por el Decanato de la Facultad de Ingeniería y por el Rectorado de la UNSJ. El premio al Tecno-Emprendedor categoría universitaria fue otorgado por el BBVA Banco Francés. En el periodo 2010 – 2014 trabajó en el área de vehículos aéreos para aplicaciones de agricultura de precisión. A partir del año 2015 concentró sus esfuerzos en el área de la docencia universitaria. Escribió y publicó en formato digital tres obras; la primera en el año 2014 "Filtros Analógicos: clásicos, basados en Capacitor Conmutado y con FPAA". La segunda, en el año 2016, "Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de ingeniería". La tercera en 2018, "Clases de Aplicaciones Industriales del Ultrasonido y Ultrasonido para Uso Médico". Desde el año 2013 es coordinador de la Comisión de Trabajos Finales de la carrera de Ingeniería Electrónica y miembro titular de las Comisiones de Seguimiento del Plan de Estudios y de Acreditación, ambas de la carrera de Ingeniería Electrónica, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de San Juan. En año 2014, dentro del marco de la Escuela Argentina de Micro Nanoelectrónica, Tecnología y Aplicaciones, Facultad Regional Mendoza, UTN dictó el curso de posgrado "Arreglos Analógicos Configurados por Campo (FPAA). A la fecha, ha dirigido 49 tesis de trabajos finales

de ingeniería electrónica. Durante el año 2018 se dedicó en forma casi exclusiva, al estudio de la propagación acústica en canales sub-acuáticos, con la finalidad de analizar la información registrada en el colapso del ARA-San Juan. Como resultado de las investigaciones escribió dos trabajos: "*Análisis de una Anomalía Hidro-Acústica*" y "*Análisis de los Datos Procesados por un Arreglo de Sensores Hidro-Acústicos: Un Caso Particular*". Los trabajos fueron presentados en el XVI Congreso Argentino de Acústica en Buenos Aires, el 23 de noviembre y en el XIII Encuentro del Centro Internacional de Ciencias de la Tierra (ICES) en Malargue, Mendoza, el 28 de noviembre, respectivamente.
Paralelo a la actividad universitaria, desde el año 2005, se dedica activamente al ámbito aero-deportivo. En varias oportunidades fue miembro de la Comisión Directiva del Centro de Aviación Civil San Juan (CACSJ) y de la Federación Argentina de Aeromodelismo (FAA). Miembro de la Asociación Argentina de Ensayos no Destructivos y Estructurales (AAENDE), del Grupo Latinoamericano de Emisión Acústica (GLEA), de la Asociación de Acústicos Argentinos (AdAA) y de la Asociación Argentina de Aviación Experimental (EAA). Los temas actuales de interés son: perfiles aerodinámicos para bajos números de Reynolds, sistemas analógicos auto configurables y procesos hidro-acústicos.
http://www.inaut.unsj.edu.ar/personal/bio/aveca/Investigadores

Otras obras del autor

Angel Veca. Clases de Aplicaciones Industriales del Ultrasonido y Ultrasonido para uso Médico. Ed. Angel Veca, 2018. http://dea.unsj.edu.ar/ultrasonido/

Angel Veca, Ernesto Accolti. Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería. Ed. Angel Veca, 2016. http://dea.unsj.edu.ar/ultrasonido/

Angel Veca, Alberto Lage, Mario Ruíz. Filtros Analógicos: clásicos, basados en Capacitor Conmutado y con FPAA. Ed. Angel Veca, 2014. http://dea.unsj.edu.ar/ultrasonido/

Angel Veca. Análisis, modelación y caracterización de la zona ciega del transductor receptor, para optimizar sistemas de ultrasonido en régimen impulsivo. Tesis Doctoral. Editorial Universidad Nacional de San Juan, 2005.

Agradecimiento
El autor agradece en forma muy especial a Juan Enrique Güell, Técnico Principal de CONICET, por la excelente predisposición en la preparación de circuitos electrónicos que se usaron en este trabajo.

Contenido

Prólogo del Editor

Debido a la necesidad de contar con una herramienta práctica y sencilla para el dictado de clases, que permitiera con un equipamiento mínimo de un PC portátil, un osciloscopio digital (conectado al PC) y un proyector de transparencias, mostrar la generación y detección del ultrasonido, me puse a estudiar con cierta profundidad el módulo el módulo HC-SRQ4 emisor-receptor de ultrasonido para 40 KHz. Actualmente se utiliza masivamente en el área de la robótica basada en sistemas Arduino. Después de cierto tiempo de búsqueda de información, pude ubicar donde se encontraba la señal de eco y dar la clase en forma óptima. El paso siguiente fue la generación de un apunte.

Cuando comencé a escribir el apunte, me pareció conveniente realizar un conjunto de mediciones de laboratorio para mostrar como trabajaba el módulo y verificar el rango de distancias máximas y mínimas de acuerdo a lo citado en la hoja de datos del fabricante. Simulé las diferentes etapas de filtrado encontrando la novedad de que el esquemático no correspondía a la frecuencia de trabajo de 40 KHz, si no, a 20 KHz. Posteriormente, hallé que la distancia mínima de media de tiempo de tránsito tampoco correspondía a la especificada por el fabricante. A partir de un número importante de ensayos de laboratorio, pude caracterizar completamente al módulo. Dentro de este contexto, incorporé dos capítulos, uno sobre los esquemas básicos que se emplean para la emisión y recepción de señales de ultrasonido usados en el campo de la robótica, ensayos no destructivos y medicina. El otro, sobre los circuitos comerciales específicos a la emisión y recepción para aplicaciones en el aire. Esta obra está dividida en tres capítulos:

En el primero, se describen las bases de los sistemas de emisión-recepción analógicos, digitales e híbridos para la determinación de del tiempo de tránsito con ultrasonido, poniendo especial énfasis en receptor óptimo por correlación.

En el segundo, se realiza el estado del arte de los dispositivos electrónicos desarrollados por empresas dedicadas a la fabricación de circuitos integrados y de transductores de ultrasonido para operar fundamentalmente en el aire. Algunos de ellos ya no se fabrican más, pero se los comenta para mostrar la filosofía de diseño que puede ser útil a la hora hacer un desarrollo para alguna aplicación específica, tanto en las áreas del ultrasonido en el aire (sonar), en END, en medicina, instrumentación y acústica submarina.

En el tercero, se analiza con profundidad el módulo HC-SRQ4, en dos etapas. En la primera, se realiza mediante simulación, el análisis de la respuesta en frecuencia del sector analógico, en la segunda, se somete al módulo a un intensivo ensayo de laboratorio, mostrando en ambos casos, las diferencias reales entre lo especificado por el fabricante y la realidad.

Angel C. Veca
San Juan, Argentina, abril de 2019

Es poco lo que ha hecho, escasamente un inicio; y sin embargo,
es mucho comparado con el vacío total de hace un siglo.
Y nuestros conocimientos, como puede intuirse fácilmente,
parecerán a su vez la ignorancia más supina a aquellos
que vengan detrás nuestro. Sin embargo, no cabe despreciarlos
pues a través de ellos nos acercamos a tientas hasta alcanzar
la orilla de la vestidura del Altísimo.
Agnes M. Clerke
A Popular History of Astronomy. London, 1893

Capítulo

I

Esquemas básicos para determinación de tiempo de tránsito

SUMARIO

1. Introducción

Independientemente de la aplicación, en instrumentación por ultrasonido se debe determinar el tiempo de transito debido a un eco generado por una reflexión, posterior a una excitación. En consecuencia, excitación y tt son las bases del sistema, sea este para ensayos no destructivos (END), Medicina o aire. A lo largo de este capítulo se abordarán las variantes más conceptuales para la determinación de tt y los esquemas básicos de excitación, independientemente se trate de transductores o palpadores de ultrasonido.

Para determinar el tiempo de tt en forma sencilla y precisa, es conveniente el uso de componentes electrónicos especializados para cada función específica. Idealmente, toda la complejidad electrónica debería resolverse con sólo un circuito integrado, salvo en equipos de fabricación en serie masivos, en la mayoría de los casos prácticos, esto no es viable. De todas formas, se debe intentar reducir al mínimo el número de estos. Cuanto más simple la implementación, menor superficie de circuito impreso es necesario, el equilibrio térmico es mucho más rápido, etc.

Dentro de los sistemas para medir tt, existen varias combinaciones óptimas que dependen de la aplicación específica. Puede darse el caso de sistemas totalmente analógicos, digitales o híbridos. Sin embargo, hay que tener en cuenta que aún en los diseños fuertemente digitales, la salida del transductor debe ser afectada por un pre procesamiento analógico, ya que la información en los bornes de salida del transductor, es de carácter analógico. Dentro de este contexto es difícil definir los sistemas híbridos y los digitales. En general, por lo visto, se puede afirmar que un sistema analógico, es aquel que el 90% del procesamiento es analógico. De la misma forma, se puede afirmar que un sistema digital, es aquel que el 90% del procesamiento es digital. Entonces, bajo estas premisas, los sistemas híbridos serán aquellos donde el procesamiento analógico y el digital, comparten por partes iguales de la tarea. Para ser rigurosos, lo anterior no es tan fácil de cumplir. Siempre se necita de un componente digital, que puede ser una compuerta un multivibrador tipo flip-flop, una memoria FIFO y o registros de desplazamiento, entre otros. En los casos donde, a continuación de la cadena de pre-procesamiento analógico, se dispone de conversores AD, las posibilidades de extracción de parámetros además del tt, son infinitas, también es muy grande la complejidad y el costo puede crecer en forma exponencial, su empleo dependerá de la aplicación específica. Finalmente, el concepto de medición de tt se puede extender al concepto de medición de velocidad, es decir, medición de la velocidad de un fluido, entre otros, como se verá más adelante.

A continuación, se analizarán y discutirán esquemas de sistemas de ultrasonido en régimen impulsivo, donde es necesario, como punto de partida, la determinación del tt.

En forma similar se analizaran esquemas circuitales básicos para la emisión de ultrasonido usados en las tres áreas de interés. En general, las áreas de END y medicina tienen dos denominadores comunes, ya que comparten rangos de frecuencias y tensiones de trabajo, por ello, compartirán en general, los esquemas circuitales de los excitadores.

Antes de iniciar el tema propiamente dicho del capítulo es importante comentar que los esquemáticos de los circuitos se ha realizado con editores propios del software de

simulación, razón por la cual no siguen los lineamientos de color, tipo y tamaño de letra, habiendo en algunos casos, diferencias importantes. No obstante, sólo son diferencias de forma.

1.1. Esquema de Partida

La Fig.1.1 muestra el esquema genérico para la medición de tt. El sistema se pone en funcionamiento cuando el generador de pulsos excita, por un lado al emisor de ultrasonido y simultáneamente activa al contador de tiempo (S). Cuando se recibe el eco, se lo filtra, rectifica y se compara su nivel con uno de referencia. Cuando el eco así procesado supera un nivel denominado *umbral*, el comparador cambia de estado (P), deteniendo al contador.
Por filtrado se entiende dos filtros: el primero es un filtro pasa banda centrado en la frecuencia de trabajo del sensor, con un producto ganancia por ancho de banda (bW) lo más angosto posible y con una ganancia razonable. El segundo se trata de un filtro pasa bajos, necesario para completar el proceso de demodulación, como se verá a continuación. El filtrado pasa banda es indispensable tanto para el procesamiento analógico como digital.

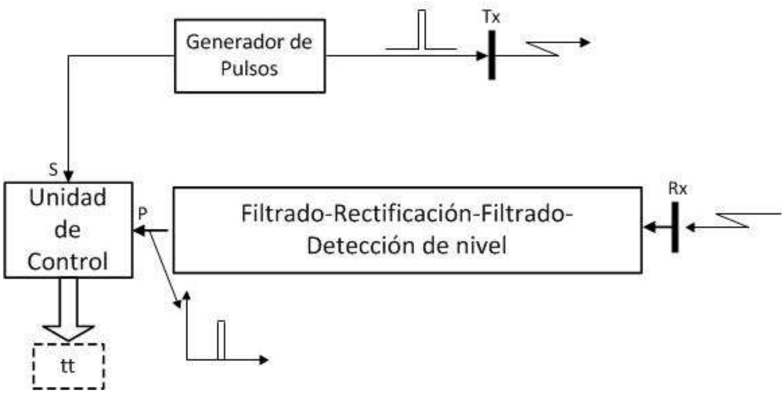


Figura 1.1. Esquema básico para la determinación del tt

1.2. Sistemas analógicos

En la Fig. 1.2 se muestra el esquema en bloques básico para la determinación del tt basado en el método del umbral con procesamiento analógico [1, 2]. Donde *Fpban*, *Fpbaj* y *Comp* representan al filtro pasa banda de entrada, filtro pasa bajos de salida y comparador de umbral, respectivamente. El rectificador de envolvente *Rcev* puede realizarse con un amplificador operacional doble [3, 4]. Como se observa, son necesarios seis componentes electrónicos para realizarlo, siempre y cuando el bW lo permita, en caso contrario, será mayor.
Con respecto a los filtros pasa banda y pasa bajos, son estructuras de filtrado que en general, comparten parte de la ganancia con el amplificador que las soporta. Se trata de que la ganancia del filtro no sea demasiado grande pudiendo garantizar buenas

características en la banda de paso, ya que como todo sistema acoplado, el diseñador tiene que elegir entre buenas características frecuenciales o estabilidad.

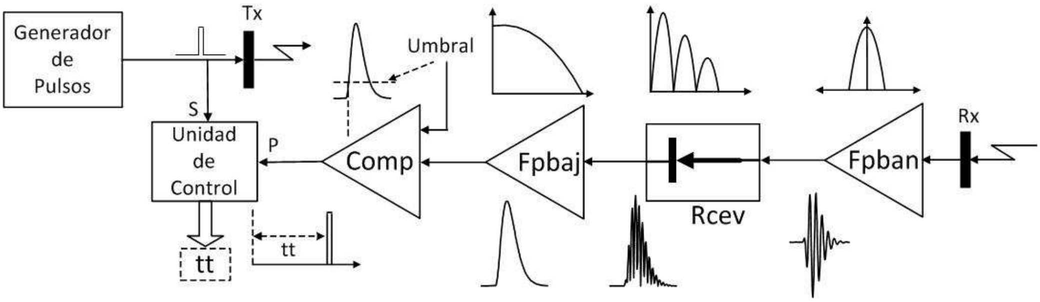


Figura 1.2. Esquema básico de la medición de tt basado en el método de umbral mediante procesamiento analógico

Un criterio de partida es adoptar para el filtro el 50% de la ganancia total como máximo.

1.3. Sistemas digitales

La Fig. 1.4 muestra el esquema para la determinación de tt mediante procesamiento digital. A la salida del filtro pasa banda se encuentra el conversor analógico a digital *ADC*.

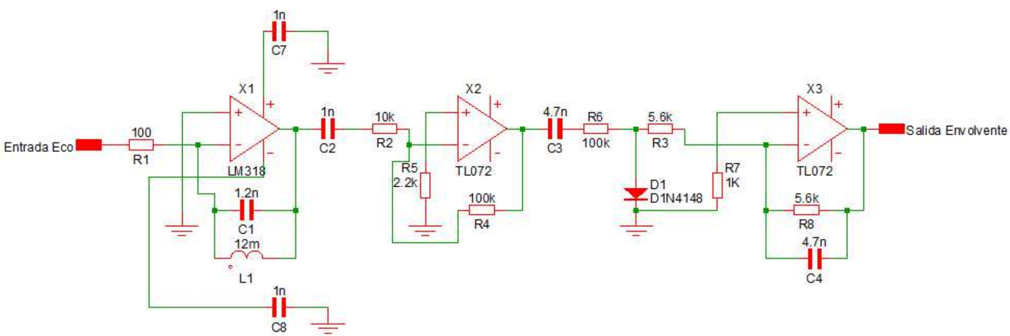


Figura 1.3. Circuito esquemático para la medición de tt basado en el método de umbral mediante procesamiento analógico. INAUT-97'

Con la señal digitalizada se ingresa al extractor de envolvente mediante el uso de la transformada de Hilbert [1, 2]. Con el conocimiento de la constante de amortiguamiento del transductor α y el valor de n (=2 para frecuencia de trabajo inferiores a 400 KHz, n =3 para frecuencias superiores), a partir del valor máximo de la envolvente, se obtiene el tt (ver [2], capítulo V). La resolución del ADC está comprendida entre 8 a 10 bits. La frecuencia del reloj *Clk* dependerá de la frecuencia del transductor y de la de muestreo.

La mayor ventaja del método digital es que se tiene a disposición (en memoria), la traza completa del eco y como se trata de sistemas programables, poder cambiar y agregar un sin número de funciones.

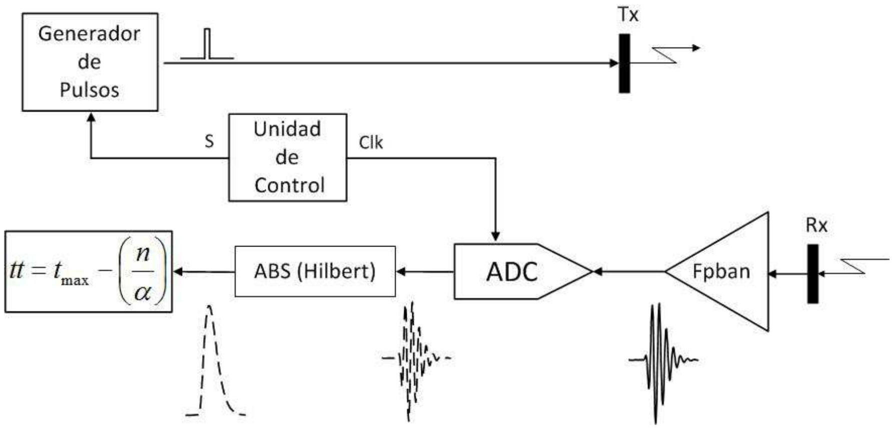


Figura 1.4. Esquema básico de la medición de tt mediante procesamiento digital

1.4. Variantes para la determinación del tt por medios analógicos

1.4.1. El decodificador de tono

Un decodificador de tono es un circuito formado por un filtro pasa banda de alto *Q*, un oscilador controlado por tensión (OFV) y un circuito lógico que conmuta su salida cuando la señal de entrada está centrada dentro de un ancho de banda determinado [5]. Estos parámetros se gobiernan por medio de dos resistores y un capacitor externos al circuito. El circuito comercial típico que realiza esta función es el LM567 [5]. La señal más pequeña detectable está en el orden de los 20 mVrms, por ello, se necesita amplificar la señal que entrega el transductor de ultrasonido antes de que ingrese al decodificador de tono. El *bW* en la detección es del 14% de la frecuencia central, razón por la cual se trata de un filtro pasa banda de banda estrecha. La mínima relación señal ruido de la señal de entrada 6 dB. La frecuencia central del filtro f_0 y el bW se ajustan de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$f_0 = \frac{1}{R_1 C_1} \tag{1.1}$$

$$bW = 1070\sqrt{\frac{vi}{f_0 C_2}} \tag{1.2}$$

donde *vi* es la tensión (Vrms) de la señal de entrada, R1, C_1 y C_2 resistencia y capacitancias necesarias para la configuración circuital elegida [6].

El bW y la mínima relación señal-ruido del decodificador es comparable al que puede realizarse con el umbral. Sin embargo, la amplificación mínima necesaria para que la salida de éste cambie de estado, es de 20 mVrms, es decir, 33 dB contra 70 o 100 dB del primero. Como puede observarse, con el uso de este dispositivo se reemplaza parte del amplificador, el circuito detector de envolvente y el comparador. El mayor inconveniente que presenta es que, teóricamente, *necesita por lo menos un ciclo completo de la señal de eco para discriminar su presencia*, esto significa que la *indeterminación de distancia es del orden de una longitud de onda de la frecuencia del ultrasonido.* En la práctica*, para asegurar una buena detección es recomendable esperar al menos 4 ciclos de la señal de entrada*. En la Fig. 1.5 se muestra en la parte inferior, la señal de un generador de funciones aumentando la frecuencia.

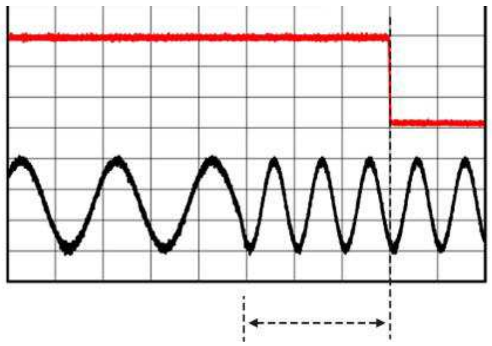


Figura 1.5. Entrada de señal (parte inferior), estado de la salida (parte superior)

En la parte superior, el nivel de tensión sobre el terminal de salida. Después de un poco más de tres ciclos de que la señal de entrada se mantiene constante a la frecuencia de sintonía, pasa al nivel lógico cero. El circuito completo se muestra en la Fig. 1.6.

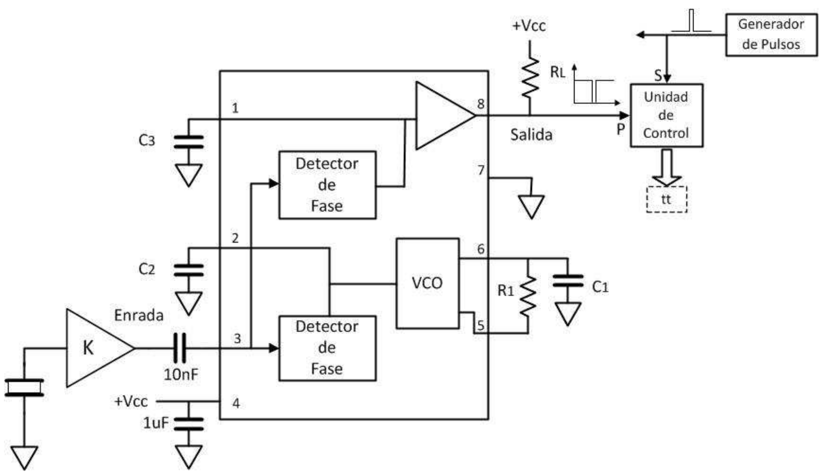


Figura 1.6. Circuito del detector de tt con el LM567
INAUT 97'

1.4.2. Métodos basados en la teoría del receptor óptimo

1.4.2.1. Determinación de tt por estimación de retardos

A continuación se plantea como ejemplo, un sistema para la medición de retardos basado en métodos estadísticos, es este caso en particular, se basa en el concepto de máxima verosimilitud.
En general, para eliminar el error de medición cuando se trabajaba con el método del umbral, se debe disminuir Δt, esto es, la diferencia de tiempo entre el instante que ocurre la llagada del eco y el tiempo en que es sistema lo reconoce (Ver [2], capítulo IV, apartado 4.4.2). Sin embargo al hacerlo, se reduce el umbral aumentando la probabilidad de disparos aleatorios causados por el ruido. Por lo tanto se trata de una solución de compromiso entre lo que debe ser y lo que puede ser. Otra solución para reducir el Δt, es modificar el Q del transductor emisor para cambiar las pendientes de la envolvente del eco. La única forma de cambiar el Q, es diseñando y construyendo el transductor, en la realidad, esta solución no es viable. Una tercera solución consiste en realimentar el sistema, obteniendo una señal de error proporcional al tiempo Δt, y corrigiendo en base a esto el instante de disparo, ya que el sistema de medición puede considerarse como un sistema realimentado, como se muestra en la siguiente figura.

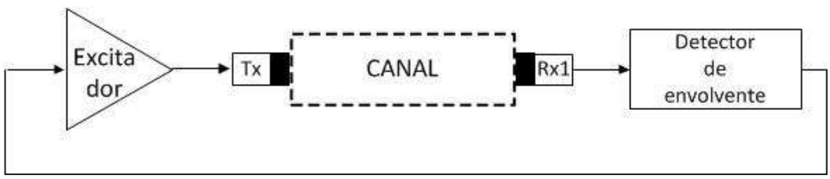


Figura 1.7. Sistema de ultrasonido como sistema realimentado

Este sistema trabaja en forma automática, esto es, después de detectar el arribo de la señal de ultrasonido, excita de nuevo al Tx. Como el sistema realimentado planteado trabaja bajo el concepto de umbral, tendrá muy poca inmunidad al ruido. Por esta razón se recurrirá al diseño de un estimador basado en los conceptos de la correlación [7,8,9,10,11], por ello se lo denominará: *Receptor Optimo por correlación* [12,13,14].

1.4.2.1.1. Planteo del Receptor por Correlación

En función de lo visto se realizará un planteo tendiente a lograr un receptor que no trabaje por detección de umbral de manera tal que pueda eliminar el error causado por este tipo de detección. Para realizar este receptor, se parte del concepto de correlación entre dos señales; por un lado, la envolvente de la señal que viajó por el canal, la que consiste en señal, ruido, atenuación y retardo (Ver [2], capítulo VIII). Por otro, una señal en la que se ha eliminado el retardo del canal, lo que implica que debe ser "construida" a partir de la señal transmitida. Esta señal podría obtenerse a partir de un receptor en las cercanías del emisor, tal como se muestra a continuación.

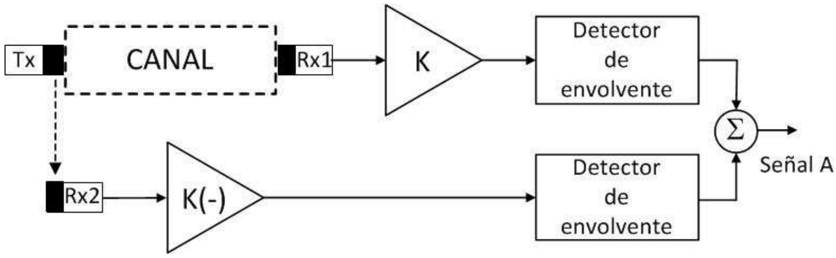


Figura 1.8. Esquema General del estimador de retardo

SEÑAL A

donde: K representa la ganancia del receptor y K(-) representa atenuación, ya que al estar Rx_2 en las cercanías de Tx, la amplitud a la salida de este es muy grande comparada con la salida de Rx_1. Esta solución tiene un problema fundamental: la posición y el montaje del transductor receptor Rx_2. La forma más sencilla y óptima de superar el inconveniente es reemplazar con un circuito que emule las características del transductor al ser excitado el Tx, que se denominará "*Conformador*". La idea consiste en implementar un lazo de enganche de fase en el cual la señal de error que se provee a un VCO provenga del valor medio del producto de las dos señales en el receptor, esto no es más que realizar una correlación cruzada en el receptor [7]. En la Fig. 1.9 se observa el planteo propuesto. Entonces, la señal A que se obtiene por este método posee dos características fundamentales:

1- Por ser el producto de dos señales de igual forma, salvo un factor de escala, será máxima cuando ambas señales estén en fase y se podría pensar que la señal negada de ésta, fuese la señal de error.
2- Esta señal no posee signo; no indica si el pulso de excitación fue disparado antes o después de recibir el tren de ondas anterior, esto implica que dicha señal no podrá ser usada como señal de error, ya que carece de una información fundamental que es la tendencia del sistema.

En consecuencia, se debe buscar la forma de fabricar una señal a partir de una de las dos señales que se poseen en el receptor, como se indica en la Fig. 1.9.

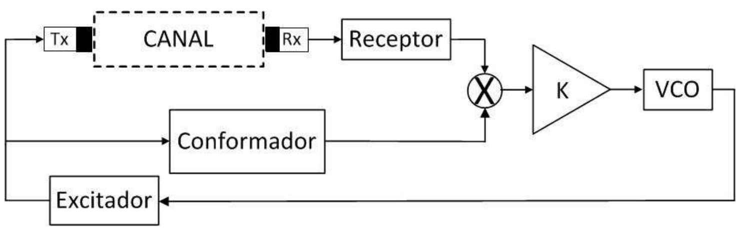


Figura 1.9. Esquema final del estimador por retardos

1.4.2.1.2. Receptor Optimo

La demostración teórica completa de los resultados que se indican a continuación, se encuentra en el Apéndice A. Suponiendo en el receptor dos hipótesis básicas:

$$\begin{aligned} Ho; \quad r(t) &= So(t) + n(t) \\ Hi; \quad r(t) &= Si(t) + n(t) \end{aligned} \tag{1.3}$$

donde: So(t) y Si(t) son las dos señales posibles a ser transmitidas, n(t) es el ruido del canal que se supondrá blanco y de distribución gaussiana. Se asume que "m" muestras de amplitud de la señal recibida están disponibles. La muestra de la señal en el instante tk se designará como:

$$r(tk) = Si(tk) + n(tk)$$

El subíndice i (= 0,1) depende de cual hipótesis es verdadera y $rk = Sik + nk$, con $1 <= k <= m$. Después de un extenso manipuleo matemático (ver apéndice A), se arriba a que la condición que se debe cumplir para que la estimación del retardo sea la de máxima verosimilitud, es:

$$\boxed{\int_o^T r(t) * \frac{dm(t-z)}{dz}\, dt = 0} \tag{1.4}$$

donde: m es la señal emitida y z el retardo a estimar.

Por lo tanto, el receptor óptimo será el que realice el producto de la derivada de la señal recibida por el canal con la señal emitida por la fuente acústica r(t)

1.4.2.1.3. Implementación del sistema

La Fig. 1.10 muestra la implementación del sistema [8]. K_1 y K_2 representan a los filtros pasa banda y pasa bajos de segundo orden, el primero sintonizado a la frecuencia del transductor y el segundo en 500 Hz, aproximadamente. Ambos filtros pueden ser construidos sobre la base de cualquier amplificador operacional comercial, bipolar o cmos. Una elección típica sería con TL062/72/82. Como rectificador se puede usar un circuito RC-diodo, este último puede ser un diodo de bajo umbral, tal como 1N4148. En el caso de necesitar mayor precisión, puede usarse un rectificador de media onda u onda completa que incluya un filtro pasa bajos a la salida [4, 16]. Para efectuar la multiplicación de las dos señales, el LM1496 [15] es la mejor opción ya que simplifica notablemente la electrónica. Dadas las características de la envolvente, el derivador puede realizarse con un TL081. Para el amplificador a la salida del multiplicador, K3, puede usarse el mismo tipo de amplificador, TL081 ya que los requisitos de ganancia y filtrado son mínimos, Para el VCO no existen muchas alternativas, es decir LM567 o similar. Con respecto al mono estable, puede ser implementado con un CD4047 o un LM555. El 4047 presenta mejor estabilidad y de programación que el 555. Básicamente, el excitador es está basado en un transistor en configuración emisor común tal como 2N2222, BC337, BC547, entre otros. Con respecto al conformador, debe generar la envolvente a partir de la señal de excitación de Tx.

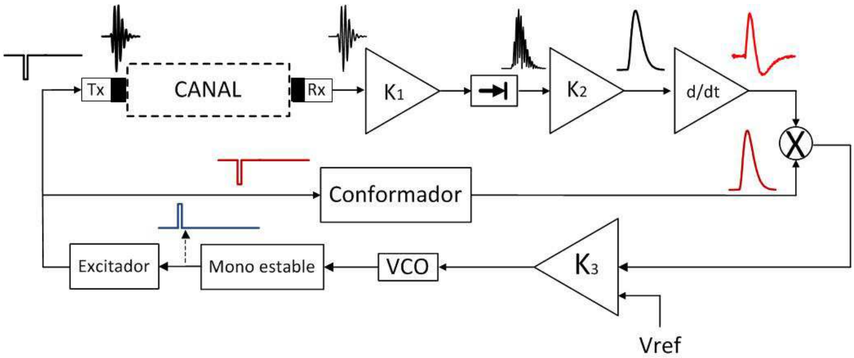


Figura 1.10. Esquema de la implementación del estimador por retardo

Debido a que el modelo es implementado con un circuito electrónico analógico, es relativamente sencillo generar la envolvente con funciones exponenciales decrecientes [12, 13, 14], por medio de las propiedades de la carga y descarga de un capacitor. Para ello se parte de una señal s(t), como sigue (Ver [2], capítulo V, apartado 5.2.2):

$$s(t) = A e^{-\alpha t} - B e^{-\beta t} \tag{1.5}$$

donde A, B son constantes asociadas a la amplitud de cada exponencial, α y β constantes que determinan la amortiguación de cada exponencial. Haciendo A = B = C, derivando con respecto al tiempo, pasando al dominio de Laplace, operando y pasando al dominio del tiempo, se obtiene:

$$\boxed{s(t) = -\frac{C}{\beta - \alpha}\left(e^{-t\alpha} - e^{-t\beta}\right)} \tag{1.6}$$

Esta expresión se usa para implementar el conformador de ondas. La Fig. 1.11 muestra la generación de envolvente a partir de dos exponenciales decrecientes de acuerdo a la Equ. (1.6) [2].

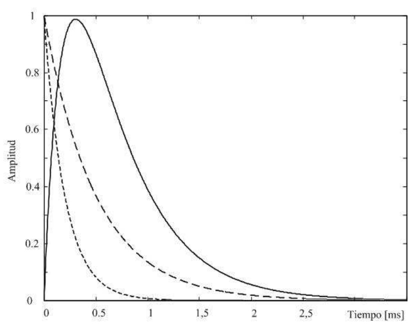


Figura 1.11. Ejemplo de envolvente a partir de exponenciales decrecientes.
e-αt (---), e-βt (…) [2]

En función de lo visto, el diagrama en bloques del conformador de envolvente, se muestra en la Fig. 1.12.

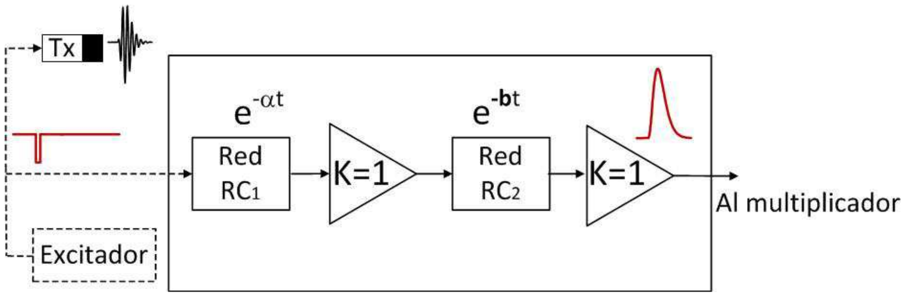


Figura 1.12. Esquema del conformador

En la Fig.1.10, los amplificadores tienen ganancia unitaria ya que son necesarios para separar eléctricamente las redes de descarga, es decir, son amplificadores seguidores, pueden implementarse con un TL062/72/82. En función de lo visto, suponiendo que como amplificador operacional se usa un TL064/74/84, este sistema puede realizarse con cinco circuitos integrados.

1.5. Sistemas Híbridos

1.5.1. Conversor de tiempo a distancia

Una alternativa del método del umbral es usar el concepto de conversor de tiempo a distancia. Este método se usa desde hace mucho tiempo en conversores ADC simples en dos variantes; simple y doble rampa [16]. En esta obra se utilizará el de rampa simple. El funcionamiento es el siguiente: en el instante de excitar al transductor emisor se genera una ventana temporal que inhibe al receptor durante todo el intervalo que dura la zc (Fig. 1.13a y 1.13b), (ver [2], capítulo IV).

A continuación por medio de un detector de flancos que detecta la finalización de la ventana (zc), se genera otra ventana *VM* (Fig. 1.3c) cuyo ancho depende de la máxima distancia a medir. Con el comienzo de ésta última y por medio de un generador rampa, se genera una tensión linealmente creciente con el tiempo (Fig. 1.13d).

Por medio de un comparador de nivel se detecta el arribo del eco (similar a lo visto con el método del umbral). Cuando esto sucede, se genera un pulso (Fig. 1.13e) que habilita el almacenamiento del valor de tensión de la rampa en ese momento, en un registro interno de un comparador de nivel.

Ese valor almacenado se mantiene hasta que comienza un nuevo ciclo. La rampa se genera mediante un circuito integrador [16] como se muestra en la Fig.1.14.

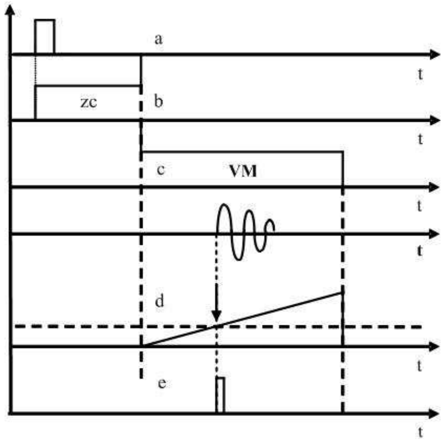


Figura 1.13. Concepto del conversor tiempo-distancia

A la salida del comparador, se dispone de 8 bits (o mayor) que representan el valor digital del tt. En la Fig. 1.15 se muestra el esquema de este tipo de medidor.

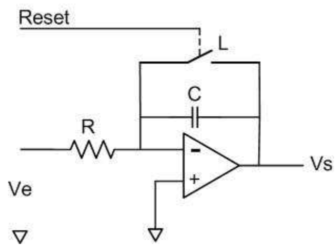


Figura 1.14. Generador de rampa con integrador

La mayor ventaja que presenta esta técnica es la simplicidad de su implementación.

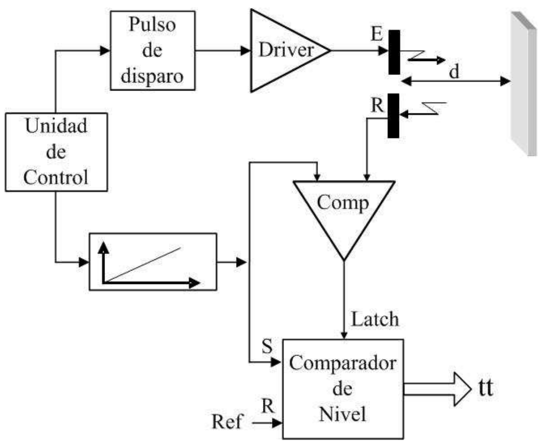


Figura 1.15. Medición de tt por conversión de tiempo distancia

1.6. Esquemas de circuitos excitadores

El circuito excitador de salida para aplicaciones de ultrasonido en el aire no presenta muchas variantes. En general está formado por un transistor en configuración emisor común, alimentado con una fuente de alimentación no mayor de 30 Volt. Algunas veces, entre los componentes pasivos lleva un inductor para adaptación de impedancias. Hay dos esquemas circuitales, que se muestran en la Fig. 1.16. En *a* se muestra el circuito de excitación serie y en *b* el de excitación paralelo. Como ya se comentó, los transistores pueden ser bipolares como BC337 o 2N2222 o Mosfet tipo 2N3819. El esquema de la Fig.1.16b es el que se emplea en los equipos para UND. En este caso, el transductor que se encuentra cargado con Vcc, se descarga a masa en el instante de la conmutación por medio del diodo D_1.

En el caso de END o medicina, debido a que la tensión de alimentación puede llegar a ser alta (650 Volt) y los tiempos de excitación muy bajos (del orden de los nano segundos), se emplean mosfet de reducido valor de R_{on}. En el esquena de la Fig. 1.16b, Rd es la denominada resistencia de damping, es decir, con ella se puede modificar (dentro de ciertos límites) el tiempo de amortiguamiento natural del transductor.

En el caso del aire, el transistor puede ser un BC337 o similar, como se comentó anteriormente, mientras que en el caso de END o ecografía médica, un mosfet tipo IR840 es una excelente solución `[17]. El capacitor C puede adquirir valores del orden de 0.47μF y tensión máxima de trabajo del orden de 1 KV, dependiendo de la aplicación. El capacitor de desacople de fuente puede ser de 1nF. En la Fig. 1.17 se muestra un circuito real para trabajar en 40 KHz [18]. Está compuesto por un oscilador astable mediante un CI555 y por un monoestable HC123 (doble 74121). Otra configuración muy usada es la que se muestra en la Fig. 1.18 [19].

En la Fig. 1.19 se observa un circuito excitador transductores piezoeléctricos empleados en END y ecografía médica.

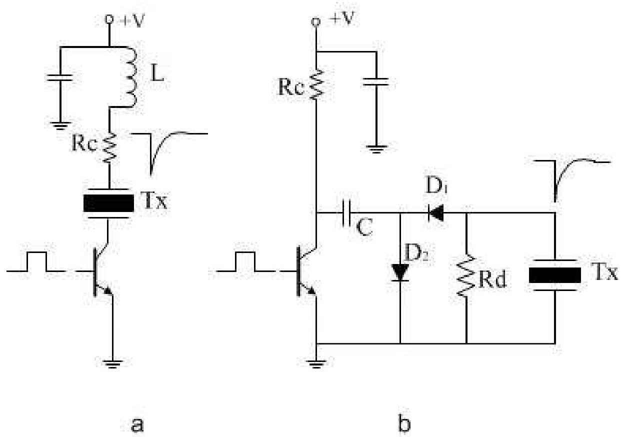


Figura 1.16. Esquemas básicos de excitadores

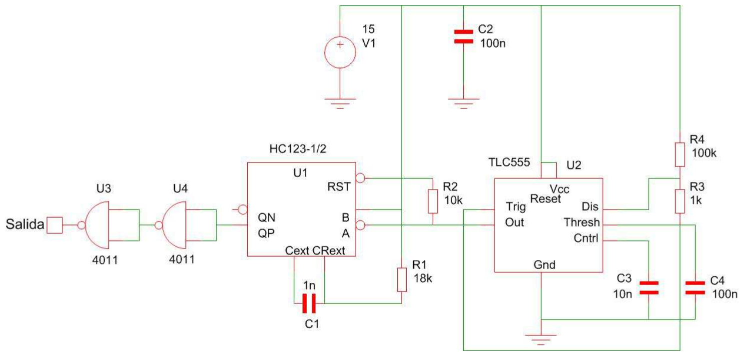


Figura 1.17. Ejemplo de Excitador para 40 KHz

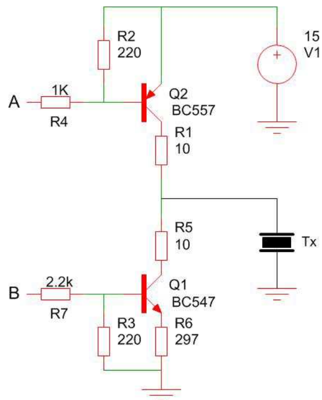


Figura 1.18. Excitador para aire de salida complementaria

Para esta aplicación se deben cumplir dos condiciones simultáneamente: bajos tiempos de conmutación y tensiones máximas estables del orden de 800 Volts. Normalmente se le denomina "*Pulser*" y está compuesto por una fuente conmutada tipo fly-back a partir de un transformador con relación de transformación del orden de 40 a 50. Estas tienen la particularidad de almacenar energía en el núcleo de transformador cuando se excita el transistor, haciendo circular una corriente sobre el primario, que luego se transfiere dicha energía al secundario cuando este se apaga el transistor. Regulando la energía a transferir se regula la tensión de salida. Por lo tanto la energía almacenada en cada ciclo es igual a $\frac{1}{2}LIp^2$. La potencia transferida al núcleo es igual a $\frac{1}{2}LIp^2F$ .Donde F es la frecuencia de la señal PWM que excita al transistor, por lo tanto se puede calcular la inductancia en el primario. Remplazando $Ip = Vin \cdot {}^{Ton}\!/_{L}$ donde Ton es el tiempo máximo de excitación del transistor que permite el controlador. Si P=10W, Vin = 12V, F = 35KHz, Ip = 2,5A. Por lo tanto L = 100 uHy. El primario del transformador esta colgado de Vcc y es puesto a masa a través de Mosfet comandado por un generador de PWM mediante un MAX641 [20]. La referencia de tensión para la generación del PWM toma la tensión de un divisor de tensión formado por R5-R6. Con tres bits se

puede conectar a masa las resistencias R1, R2 y R4 (A, B, C) cambiando la tensión de entrada al MAX641 y aumentando o disminuyendo la tensión a la salida del secundario del transformador en ocho tensiones que normalmente están comprendidas entre 50 y 450 Volts en pasos de 50 Volts. El diodo zener D2 protege la entrada del MAX641 si la tensión supera 5,6 Volt. El diodo D1 es un diodo rápido con tensión inversa máxima de 1100 Volt. La segunda parte del circuito es el excitador propiamente hecho. Está formado por un Mosfet rápido (baja resistencia Rds) y tensión de ruptura del orden de los 800 Volt. Los diodos D3 y D4 tienen las mismas características de D1 (MUR 1100E). La compuerta del Mosfet es excitada a través del driver MAX426 [21]. Este driver puede entregar corrientes de hasta 2 Amp en tiempos de nano segundos. Como se trata de un inversor, la entrada está conectada normalmente a Vcc y en el instante que el capacitor C4 recibe un pulso negativo, su salida conmuta.

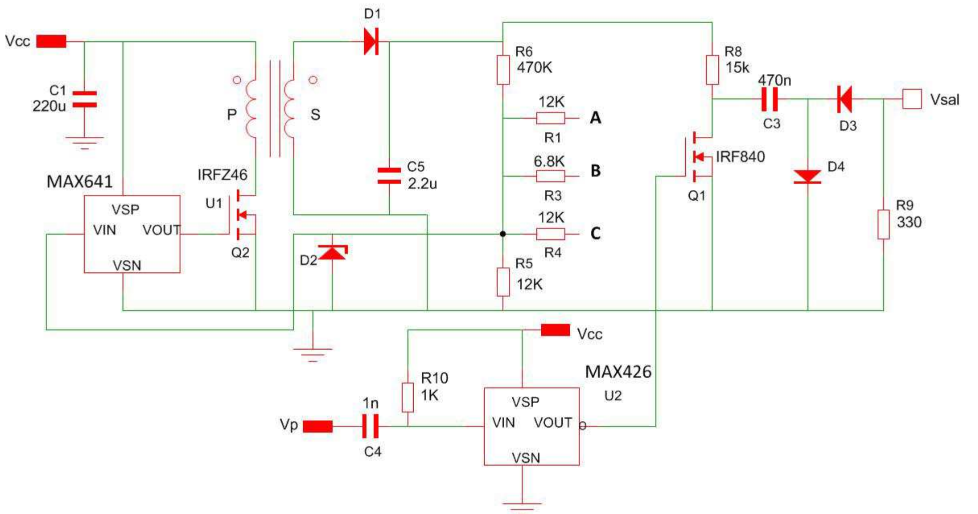


Figura 1.19. Ejemplo de Excitador para END/Medicina
INAUT 2000

Idealmente, el pulser debería excitar al transductor como una función impulsiva, es decir en tiempo cero. Esto es necesario por la relación $x(t) \Rightarrow X(F)$. Entonces, cuando el ancho de $x(t) \rightarrow 0$, $X(F) \rightarrow \infty$ y la inversa, cuando el ancho $x(t) \rightarrow \infty$, $X(F) \rightarrow 0$. De ambas se desprende que: cuanto más se acerque x(t) al impulso unitario en el dominio del tiempo, mayor será en ancho de banda (bW) en el dominio de la frecuencia. Para que esto se cumpla, los tiempos de bajada y subida de la excitación deben ser muy estrechos. En la Fig.1.20 se muestran dos respuestas de pulser con un transductor de para END de 1 MHz, muestreando a 200 MHz [22]. La base de tiempo de a fue de *20 ns/div* y de *50 ns* para *b*. En el registro de la izquierda (a) el tiempo de bajada (full-time) es de *17,8 ns* y el ancho (width) de *110 ns*. El registro de la derecha (b) muestra que el tiempo de bajada es de 30 ns con un ancho de 170 ns. Evidentemente, la combinación pulser-transductor *a* es superior a *b*.

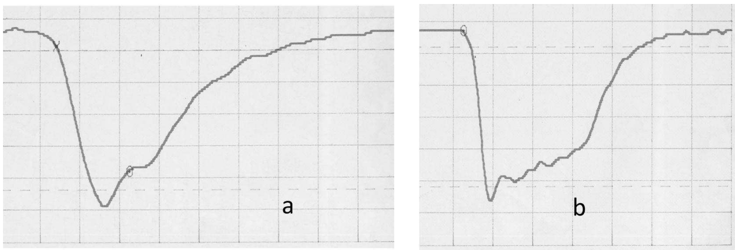


Figura 1.20. Caracterización del pulser.
INAUT-CAC-2000

Otra forma de generar alta tensión es a través de dos salidas simétricas +- que permitan según la aplicación específica, elegir el signo de la tensión de salida. Además, es importante que el módulo y el signo de la tensión de salida, pueda ser introducido al sistema a partir de un valor digital. Esto último permite disponer de un gran conjunto de valores entre los extremos. La Fig. 1.21 muestra el circuito esquemático de una fuente conmutada tipo fly-bakc con tensiones de salida máxima de 200 Volt a partir de un conversor DAC (conversor digital a analógico) de 8 bits [23]. Se basa en el uso de un UC3846, que es un controlador de PWM en modo corriente [24] El censado de la corriente se obtiene por la caída de tensión de R35, que es conectada a un filtro pasa-bajos para eliminar ruido, dicha corriente está limitada a *2Am* mediante el divisor R30, R31. R28 y C47 que utiliza para el oscilador interno. La realimentación de tensión censada por R26, R27 cuenta con la protección sobretensión mediante el diodo zener D7. Solo es necesario realimentar la tensión de uno de los secundarios ya que tiene el mismo número de vueltas y esta acoplada magnéticamente, por lo cuenta con buena regulación cruzada. El pin 16 se utilizó para apagar el controlador, colocándole a más de 5 Volts durante dure la adquisición de los datos, de esta forma e ruido de la fuente no interfiere.

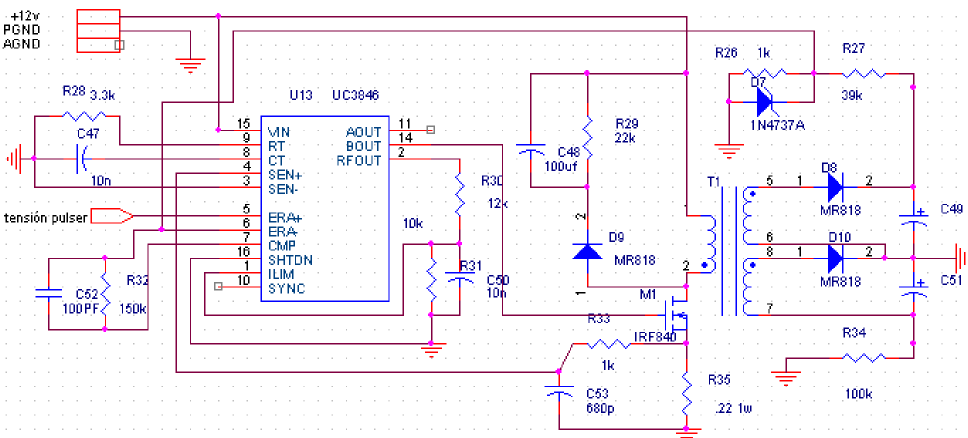


Figura 1.21. Ejemplo de fuente de alta tensión END/Medicina
con tensión de salida seleccionable en módulo y signo

El excitador (Pulser) usado con la fuente anterior se observa en la Fig.1.22. Esta etapa debe proporcionar dos pulso uno positivo y otro negativo. Por esta razón se emplea un mosfet para el control de los pulsos. Uno de los problemas enfrentados consistió en utilizar mosfet conectados en forma de puente con el inconveniente que para la activación quedan flotantes. Para solucionar este inconveniente se usa el circuito de disparo alimentado con una segunda fuente de tensión, el que permite conectar la referencia a masa de esa fuente. Para ello se debió desacoplar con opto-acopladores, las señales de actuación del pulser.

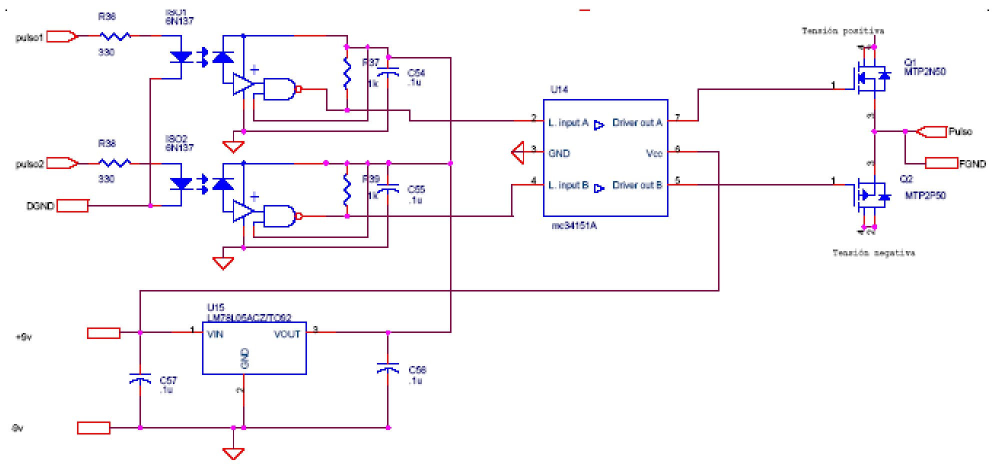


Figura 1.22. Excitador a partir de dos salidas simétricas

El puente está conformado por dos mosfet; uno de canal p y otro mosfet de canal N y que están unidos por su fuente, Por lo tanto se utilizó este punto como referencia de la segunda fuente y como salida del pulser. Los terminales de alimentación de cada mosfet se conectaron a la tensión regulada de la fuente conmutada. El canal p se conectó a la tensión negativa y el canal n a la tensión positiva. Por este motivo, para activar el mosfet (superior) de canal n basta con darle una tensión positiva de 9 volts a la compuerta con respecto a la referencia adoptada. Para activar el mosfet de canal P (parte inferior) basta con darle una tensión negativa de 9 Volt en la compuerta. Para mejorar la velocidad de repuesta de los mosfet, se colocó un driver, el MC34151 [25] (similar al MAX426) que tiene entrada a nivel TTL y la salida es Tótem Pole de baja impedancia de salida puede entregar picos de corriente de hasta 2 A. Esto disminuye el tiempo de carga de la capacitancia compuerta-fuente y el tiempo en la formación del canal.

Finalmente, la Fig. 1.23 muestra la imagen de una fuente de alta performance, regulada y programable de alta tensión y un generador de corriente constante, también de alta tensión [22]. Utiliza una única tensión de alimentación de +5 Volts y la programación de la tensión de salida se realiza digitalmente mediante 3 líneas de control con niveles lógicos TTL. Sus dimensiones son de 62 x 34 x 14 mm. Opera con un transformador de alta tensión y un regulador push-pull a una frecuencia interna de 75 KHz. La tensión de

la fuente se regula mediante un potenciómetro digital conectado en el bucle de realimentación, cuyo valor óhmico puede programarse digitalmente entre 0 y 100 KΩ en 100 pasos. La corriente de salida tiene un valor nominal de 40 mA ± 20%. La fuente está protegida contra cortocircuitos y admite tensiones de alimentación (entrada) entre 4.5V y 5.5 V. Las características se muestran en la Fig. 1.23. Hasta una demanda de 10 mA, la tensión de salida se mantiene prácticamente constante alrededor de los 380 Volts. La eficiencia del 70% se mantiene hasta los 13 mA aproximadamente y la potencia máxima en 4.5 W, que concuerda con los parámetros anteriores.

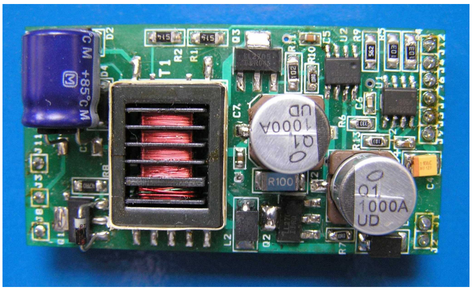


Figura 1.23. Imagen de fuente y pulser

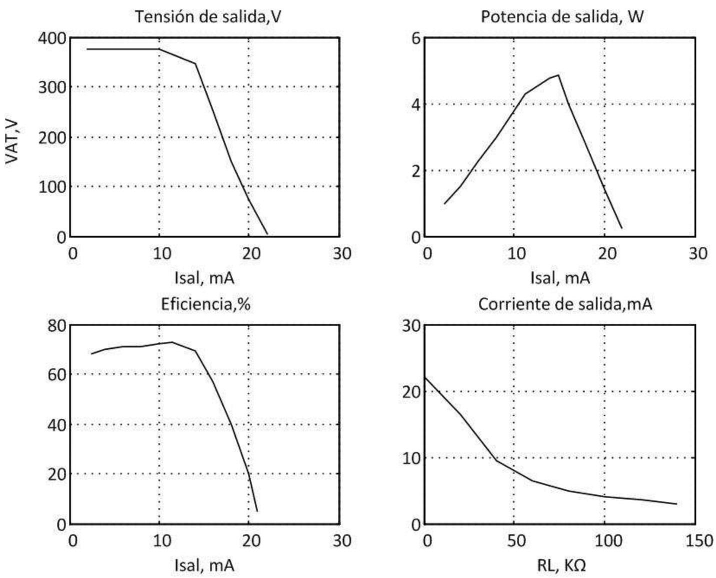


Figura 1.24. Caracterización del módulo excitador

1.7. Resumen del capítulo

A lo largo del capítulo se mostró en forma sencilla la manera de medir el tt de un sistema de ultrasonido. Al principio se definieron y caracterizaron a los sistemas puramente analógicos, digitales e híbridos. Se mostró que independientemente de la naturaleza del sistema usado, un porcentaje es siempre analógico por la característica

del transductor. Se le dedicó bastante espacio a la medición de tt basado en la teoría del receptor óptimo por correlación, mostrando que su implementación es muy sencilla y que para algunas aplicaciones muy específicas como es entre otras, la medición de la velocidad de un fluido (túnel de viento), el sistema es muy robusto. El uso de un decodificador de tomo es una excelente alternativa cundo no se necesita mucha precisión pero sí, poco volumen circuital. Los sistemas basados en la conversión tiempo-distancia que resultan muy sencillos a la hora de tener que diseñar un sistema con reducido número de componentes y se tiene a disposición un CI para la generación de una rampa. Por ejemplo cuando el sistema de ultrasonido está embebido en un sistema digital como pueden ser aquellos que están basados en el empleo de un microcontrolador tipo PIC o Atmel (entre otros). En estos casos la disponibilidad de una rampa y de un comparador permite la medición con muy pocos componentes. Finalmente, se citó en forma muy escueta a los excitadores de los transductores piezoeléctricos. Si bien hay un número grande de posibilidades, se diferencian fundamentalmente en dos tipos: para aire, donde normalmente la tensión de excitación no supera los 50 Volts y los tiempos de conmutación está en el orden de 10 µs y los empleados en END y medicina que proveen tensiones de excitación de 400 a 600 Volts y tiempos de conmutación de 10 ns o menores.

1.8. Preguntas y problemas propuestos

1- Sabiendo que la frecuencia de trabajo del transductor es de 56 KHz, el bW de 700 Hz y la tensión de entrada de 5 mV, determinar los valores de C1, C2 y R1 para un sistema basado en decodificador de tono.

2- Para un detector de envolvente compuesto por un diodo y el paralelo de una resistencia (R) y un capacitor (C), determinar los valores de R y C, suponiendo que la frecuencia del transductor de ultrasonido es de 40 KHz y el polo debe estar cerca de los 500 Hz.

3- Para el caso del receptor óptimo, diseñar el derivador suponiendo que el bW de la señal está comprendida entre 400 Hz y 600 Hz. Primero, utilizando un derivador RC y posteriormente usando un amplificador operacional con ganancia unitaria.

4- Diseñar un sistema para la determinación de tt basado en un sistema de conversión tiempo distancia para ser usado en END, con tiempos comprendidos entre 100 ns y 1 µs.

5- Diseñar un conformador de onda a partir de un transductor piezoeléctrico para medicina que tiene una constante de amortiguamiento $\alpha = 0.13$, trabaja a 1 MHz con un bW = 100 KHz.

6- Estimar para el caso del receptor óptimo por correlación, la posibilidad de emplear un microprocesador (microcontrolador) para sintetizar la generación de envolvente, el derivador, multiplicador y el VCO,

[7]- Para el problema anterior, generar el código para un sistema basado en el microcontrolador Atmega328.

[8]- Repetir el el problema anterior, suponiendo que se dispone de un microcontrolador PIC18f84.

[9]- A partir del circuito de la Fig. 1.21, hacer las modificaciones para obtener una salida simétrica de +- 600 Volt.

1.9. Referencias

[1]- Veca, A. Análisis, modelación y caracterización de la zona ciega del transductor receptor, para optimizar sistemas de ultrasonido en régimen impulsivo. Tesis doctoral, Universidad Nacional de San Juan, mayo de 2005.

[2]- Veca, A, Accolti, E. Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería. Primera edición, 2016. http://dea.unsj.edu.ar/ultrasonido

[3]- Veca, A., Lage, A., Ruiz Noguera, M. Filtros analógicos: clásicos, basados en capacitor conmutado y con FPAA. Edición, 2014. http://dea.unsj.edu.ar/tredes

[4]- Miyara, F. Filtros Activos. Universidad Nacional de Rosario, 2004. http://www.ing.uc.edu.ve/~ajmillan/Docencia/Material/filtros-t.pdf

[5]- LM567/LM567C Tone Decoder. Linear Databook. National Semiconductor. 1995.

[6]- Veca, A., Tramontín, J., Fullana, R. Determinación de Tiempo de transito con decodificador de tono. Nueva Telegráfica Electrónica, Nro. 28, pp. 107-110. Diciembre de 1995.

[7]- Jordan, J. .Correlation Algorithms, Circuits and Measurement Aplication. IEE Proc, vol.133, Pt.G, No.1, February 1986.

[8]- Veca A. C., Reale, R. Medición de Distancias en Sistemas de Ultrasonido sin el uso de Umbral. Informe Técnico INAUT/SE 02/94. INAYT, UNSJ 1994.

[9]- Veca A. C. Medición de tiempo de transito en un entorno de interferencia. Informe Técnico INAUT/SE 04/94. INAUT. UNSJ, julio 1994.

[10]- Veca, A. C., Reale, R., Martín, M. Determinación de tiempo de tránsito en la zona ciega del transductor receptor. VI RRPIC'95. Vol. I, pp. 190 - 195, Bahía Blanca.

[11]- Veca, A. C., Reale, R., Carelli, R. Determinación de tiempo de tránsito en sistemas de ultrasonido en un entorno de interferencia. Informática y Automática. Vol. 29, Num. 2. Junio 1996. Madrid, España.

[12]- Rago, C. Anemómetro Ultrasónico por Tiempo de Tránsito. Trabajo Final, Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, Univ. Nac. de La Plata setiembre 1986.

[13]- Rago, C. "Planteo y Estudio del Receptor Optimo para Estimación de Retardos". Informe Técnico ILC-5/87. Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ing. Univ. Nac. de La Plata, mayo 1987.

[14]- Rago, C. Realización del Estimador Optimo de Retardos. Informe Técnico ILC-5/87. Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ing. Univ. Nac. de La Plata. Octubre 1987.

[15]- LM 1596/1496 Balanced Modulator-Demodulator. National Semiconductor, February 1995.

[16]- Franco, S. Design with Operational Amplifiers and Analog integrated Circuits. WCB McGraw-Hill, 1998.

[17]- Sistema Electrónico para Tomografía Sísmica de Suelos. Veca, A., Imhof, A., Blajevich, J. Congreso Regional de Ensayos No Destructivos y Estructurales (CORENDE 2005), Neuquen, noviembre de 2005.

[18]- Determinación de los Parámetros del Modelo Eléctrico del Sensor de Ultrasonido MA405SR/S. Veca, A. INAUT/SE/01/94, mayo de 1994.

[19]L. R. Cannizzo, H. A. Aragona. Caudalímetro para canales abiertos. Trabajo Final de graduación, Dpto. Electrónica, FRM, UTN, 2007.

[20]- MAX641. Fixed Output 10W CMOS Step-Up Switching Regulators. Maxim Integrated Products.

[21]- MAX426. Dual High-Spedd MOS Driver, Maxim Integrated Products.

[22]- MAGIAS. Métodos Avanzados de Generación de Imágenes Acústicas. Programa de cooperación Iberoamericana. CYTED, sub-programa VII-17, 2002-2004.

[23]- A. Mansilla, M. González. Sistema de inspección por ultrasonidos de baja frecuencia. Trabajo Final de graduación, Dpto. Eletrónica, FRM, UTN, 2007.

[24]- UC3846/7. Current Mode PWM Controller. Texas Instruments, 2005.

[25]- MC34151. High Speed Dual MOSFET Driver. ON Semiconductor. http://onsemi.com

Capítulo II

Medición de tt con dispositivos Electrónicos Específicos

SUMARIO

2.1. Introducción

Desde principios de la década del 70 algunas firmas líderes en la fabricación de circuitos integrados, pusieron a disposición del diseñador, dispositivos para la implementación de sonares en el aire. También firmas dedicadas a la fabricación de transductores de ultrasonido para operar en el aire, desarrollaron sistemas compactos para ofrecerlos a clientes que trabajaban en el área de los "robots móviles" y sistemas auto contenidos para barreras de ultrasonido y medición de tiempo de tránsito en aplicaciones industriales. La mayoría de los sistemas que a continuación se presentarán, no se fabrican desde hace años, pero muestran la forma de resolver dos problemas en el área de ultrasonido en el aire: excitación y determinación de tiempo de tránsito (tt). El diseñador electrónico podrá en base al diseño inicial realizado por el fabricante del CI modificarlo de acuerdo a su aplicación específica reduciendo en gran medida tiempo de diseño.

2.2. Sistema de sonar basado en el LM1812

Fue la firma National Semiconductor la primera en ofrecer a sus usuarios un CI conteniendo en su interior un sistema completo de emisión y recepción de ultrasonido, mediante la técnica Pulso-Eco, con la denominación LM1812 [1, 2, 3, 4]. Con un número reducido de componentes pasivos externos al CI, éste permitía trabajar con transductores fundamentalmente Panasonic emisor-receptor en el mismo encapsulado, que operaban en frecuencias comprendidas entre 40 y 320 kHz. Las principales características fueron las siguientes:

Frecuencia máxima de operación:	320 KHz
Sensibilidad de entradas (típica):	200 µVpp
Máxima corriente de salida:	> 1Amp
Máxima potencia se salida (pico):	12 W
Máxima tensión de alimentación:	18 Volt
Temperatura de operación:	0°C a 70°C
Máximo alcance:	6 m en el aire (20 pies) y 30 en el agua (100 pies)

En lo que respecta a su constitución interna, está compuesto por una etapa transmisora, una receptora y una llave electrónica que, conmutando, selecciona el modo transmisor o receptor. La Fig. 2.1 muestra el esquema de la etapa transmisora. El bloque *Osc* consiste en un oscilador senoidal cuya frecuencia de trabajo es controlada por el circuito tanque LC externo al CI a través de los pines 1 y 12. Los valores de éstos dependen de la frecuencia de resonancia del transductor empleado (Tx). En el instante que la base de T1 (pin 8) recibe un nivel de tensión superior a los 0.7 Volt, quedan habilitados los dos osciladores para un ciclo de trabajo.

La salida del oscilador ingresa a un multivibrador monoestable (one-shot) que genera un pulso de 2 µseg de ancho. Es importante entender que envía sólo un pulso que

controla la base de T2. El conjunto de transistores T2, T3 y T4 cumplen dos misiones: Por un lado impone en la base de T2 un potencial de 2,1 Volt respecto de masa, necesario para adecuar niveles de polarización. Por otro, permite según la aplicación, disponer de dos fuentes de corriente para excitar al transductor si es necesario comandar mucha corriente.

La excitación del transductor se realiza entre los pines 7 y 10, en caso contrario, se usa la salida por los pines 6 y 10. Las resistencias R1 y R2 cumplen funciones de polarización y limitación de corriente respectivamente. El fabricante provee de una serie de alternativas para acoplar esta etapa al transductor, en general, se trata de circuitos tipo auto transformadores [18].

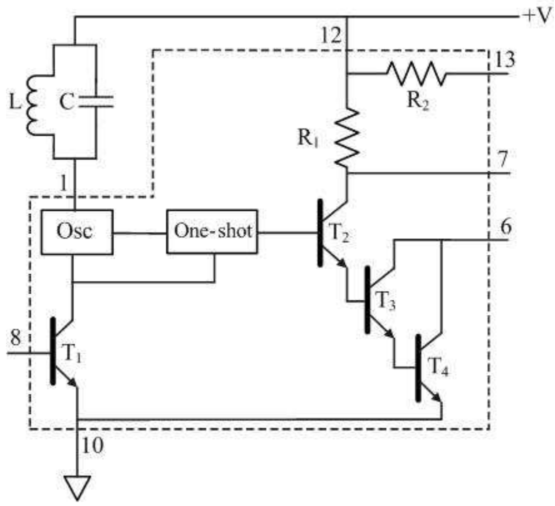


Figura 2.1 LM 1812. Esquema de la etapa transmisora

La etapa receptora es un poco más compleja de esquematizar, de todas maneras a continuación en la Fig. 2.2, se utilizará el esquema que provee el fabricante. Está compuesto de dos etapas independientes, la primera amplifica la señal proveniente del transductor y por medio de un potenciómetro (externo conectado entre el pin 3 y masa), es posible variar su ganancia dentro de ciertos límites. La segunda, consiste de un amplificador y filtro pasa banda sintonizado a la frecuencia de operación del transductor. La sintonía se realiza compartiendo el mismo circuito LC de la etapa transmisora. Con esta etapa se limitan las componentes de la señal de eco en el rango de 5 a 10 kHz. La ganancia total del receptor está en el orden de los 24 dB.

La señal de eco amplificada ingresa a un comparador de nivel para detectar el arribo del eco. A través de los terminales 1 y 16 se tiene a disposición la salida analógica (forma de onda, portadora modulada del eco) y digital (cero de tensión cuando detecta el eco) respectivamente.

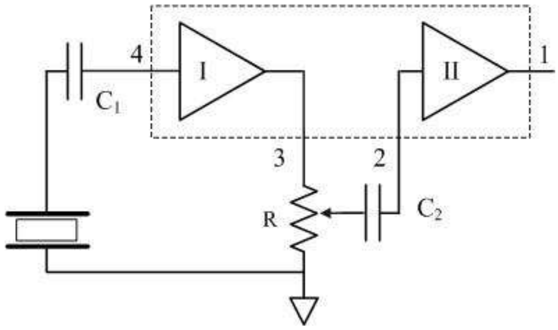


Figura 2.2. LM 1812. Esquema de la etapa receptora

El sistema permitía dos modos de trabajo según la naturaleza de la entrada de disparo del terminal 8. Si ésta provenía de un oscilador astable (aplicación normal), el flanco descendente de éste disparaba un ciclo completo de emisión-recepción. En el segundo, el CI está preparado para activarse por una señal enviada por un codificador magnético montado sobre el eje de una plataforma giratoria donde se encuentra el transductor de ultrasonido. Esta última sería para implementar un sonar.

2.2.1. Ventajas y desventajas

La principal ventaja de este CI es que permitía implementar un sistema completo de sonar con sólo un reducido número de componentes pasivos externos al circuito. La mayor desventaja consistía en el acoplamiento transductor-CI. En efecto, para asegurar buena transferencia de energía tanto en el modo transmisión como de recepción, el fabricante sugería realizarlo con un transformador, construido para tal fin por otra firma que lo vendía si se compraban como mínimo 200 unidades!!.

2.3. Módulos Massa

La firma estadounidense Massa, fabricante de sensores de ultrasonido para operar en el aire, desarrolló una serie de módulos (no circuitos integrados), para la emisión y recepción de ultrasonido que prácticamente no llevan componentes externos. Los primeros en comercializarse fueron dos series denominados: E-201B y E-220B [5]. La primera serie trabaja con transductores emisor-receptor independientes y la segunda con emisor-receptor en el mismo encapsulado. Independientemente del tipo de transductores, la frecuencia de trabajo de estos modelos es de: 26 kHz, 40 kHz, 150 kHz, 215 kHz, 220 kHz y 320 kHz. Como ejemplo, a continuación se muestran las características técnicas de la serie E-220.

Frecuencia máxima de operación:	220 kHz
Alcance de detección:	desde 3 pulgadas a 30 pies (según la serie)
Resolución:	de 0.1% a 0.2%
Angulo de apertura del haz:	de 10° a 35° (según la serie)
Máxima relación del pulso de excitación:	de 20 Hz a 150 Hz (según la serie)

Ancho del pulso para disparo externo:	180 μs.
Corriente suministrada por la salida digital (Latch)	30 mA. @ Vdc = 0.5 V
Requerimientos máximos de alimentación:	+ 8 a + 15 Vdc.
Requerimientos nominales de potencia:	20 mA @ 15 Vdc 450 mW
Temperatura de operación:	0^oC a 60^oC
Máximo alcance:	6 m en el aire (20 pies) y 30 en el agua (100 pies)

2.3.1. Análisis de la serie E-201B

Como ya comentamos, esta serie se emplea con transductores emisor-receptor separados. El esquema funcional se muestra en la Fig. 2.3. Como se desprende de la simple observación, se trata de un sistema de medición de distancias que operando en pulso-eco, se basa en la detección por umbral. El dispositivo puede operar de dos modos diferentes según se lo dispare por un pulso externo o se emplee su oscilador interno. En el primer caso, el control se efectúa a través de la entrada **TRIG IN**. Para el segundo, se unen las entradas **TRIG IN** con **TRIG OUT** y se conecta por medio de un resistor el terminal **PRR** a +V. El valor del resistor dependerá del ciclo de actividad, es decir, el ciclo de repetición que se desee obtener teniendo la precaución de no exceder los límites previstos por el fabricante.

En la Fig. 2.4 se muestra el ciclo de trabajo del dispositivo. Una vez generado a través del terminal **TRIG IN** el pulso para excitar al transductor, se pone a cero el flip-flop RS pasando el terminal **LATCH** de +V a masa.

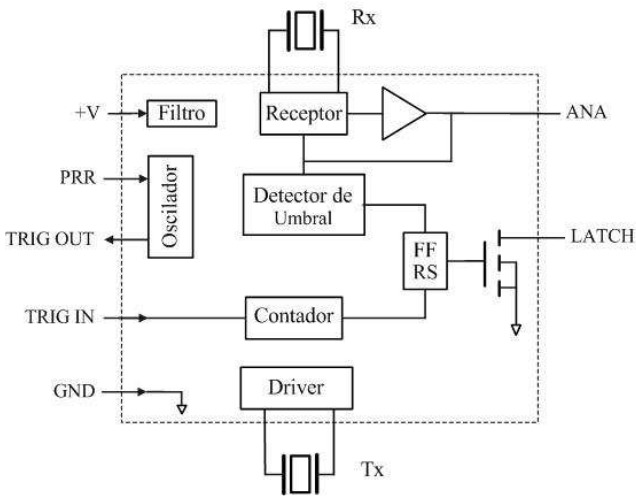


Figura 2.3. Diagrama funcional de la serie E-201B

En el instante que el detector de umbral confirma el arribo del eco, el flip-flop cambia de estado y la salida **LATCH** vuelve a +V repitiéndose el ciclo.

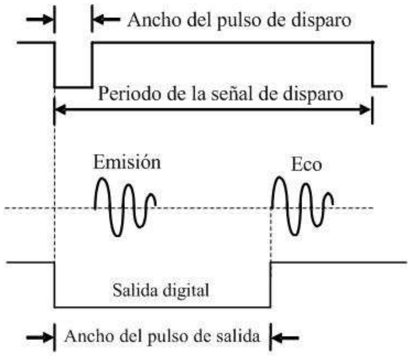


Figura 2.4. Diagrama de tiempos

La detección del cambio de flanco del terminal **DIG OUT** puede realizarse por medio de una lógica reducida o por programación, utilizando el puerto serie de un computador. La diferencia de tiempo (dividido por 2) entre la excitación del transductor y la detección del cambio de flanco de **DIG OUT** representa el tt.

2.3.2. Análisis de la serie E-220B

El principio de funcionamiento de la serie E-220B es exactamente similar a la anterior. La diferencia está en la unión del circuito receptor con el transmisor, es decir, comparten los mismos terminales del transductor. En la Fig. 2.5 se muestra el esquema funcional. Para todas la series, el bloque denominado Filtro representa a una fuente de alimentación interna que adecua y distribuye tensiones para los diferentes circuitos que conforman al módulo. Además tiene incorporado una serie de filtros para el correcto desacoplamiento de la fuente de alimentación externa [6, 7].

2.3.3. Ventajas y desventajas

Se tiene a disposición un sistema integral de sonar que para trabajar sólo necesita de una fuente de alimentación y de dos resistores: uno para ajustar la frecuencia de repetición y otro como resistencia de pull-up para la salida **DIG OUT**. Para el caso de necesitar gobernar el instante de emisión, es necesario conectar a la entrada **TRIG IN** un transistor en configuración inversor, tal como se indica en la Fig. 2.6. El fabricante proporciona el módulo con su transductor y en consecuencia no existen problemas de falta de acoplamiento, lo que es común que suceda en otros sistemas. La principal desventaja consiste en que no pueden discriminar la finalización de la zc del transductor receptor, por ello, se debe tener la precaución de emplearlo para medir distancias que sean un poco superior a las especificadas para cada serie por el fabricante.

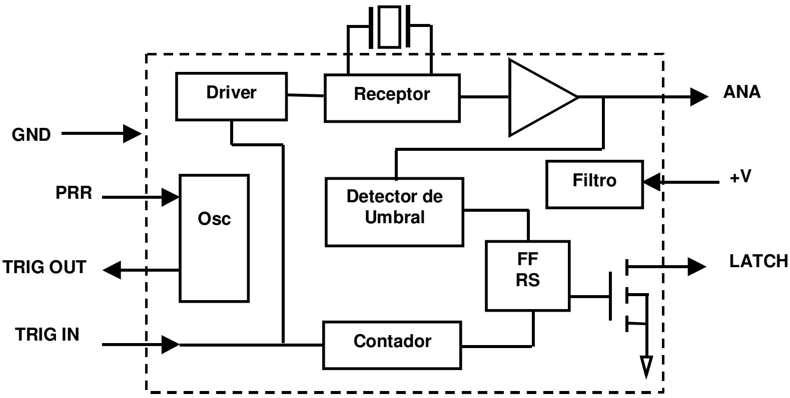


Figura 2.5. Diagrama funcional de la serie E-220B

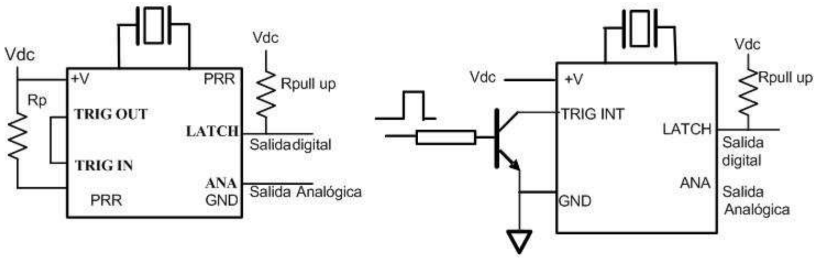


Figura 2.6. Diagrama de conexiones de la series E-201B y E-220B

2.4. Circuitos para sonar Texas

La Firma Texas Instrument comercializó los CI TL851 [8] y TL852 [9] para implementar sistemas de sonar. El TL852 es un receptor para sonar y el TL851 se emplea como unidad de control del primero. Debido a que la unidad de control puede ser reemplazada por cualquier sistema basado en un micro controlador, a continuación se describirá muy brevemente sólo el principio de funcionamiento del TL852. Es un receptor preparado especialmente para implementar sistemas de sonar, operando en un rango que va desde 20 KHz a 90 KHz. Ha sido diseñado para trabajar en distancias comprendidas entre 15 cm (6 pulgadas) a 10.5 m (35 pies). Está compuesto de un amplificador de ganancia y ancho de banda programables y trabaja bajo el concepto de detector por umbral. Para el control de ganancia dispone de un decodificador de cuatro bits de entrada. Ver Fig. 2.7. Para el control digital de ganancia del amplificador, posee cuatro entradas (**GCA a GCD**). Para el caso de necesitar ganancia fija, se conecta un resistor entre el terminal **G1IN** a masa. Con el uso de un resistor externo de 68 KΩ conectado entre el terminal **BIAS** a masa se logra una referencia estable de bias. Conectando en paralelo un inductor y un capacitor entre Vcc y el terminal LC, se provee al amplificador de un circuito tanque de alto Q, permitiendo convertir al amplificador en un filtro pasa banda.

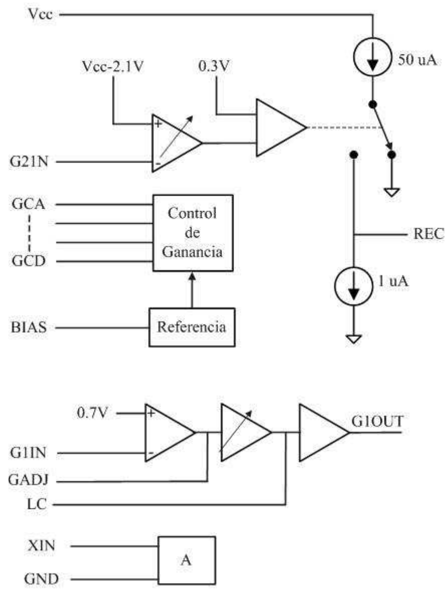


Figura 2.7. Diagrama funcional del TL852

Un capacitor de 1 nF debe ser conectado entre la salida **REC** y masa. Entonces, mientras no exista eco, el capacitor es continuamente descargado a masa por medio de la fuente de corriente de 1 µA. Cuando la señal de eco recibida tiene suficiente amplitud, la salida conmuta alternativamente cargándose el capacitor por la fuente interna de 50 µA y descargándose por la de 1 µA. Para la mayoría de las aplicaciones, se conecta a la salida **REC** un comparador de nivel, fijándose el terminal de referencia del comparador en una tensión comprendida entre 50 mV y 230 mV. Cuando la tensión en la salida **REC** iguala o sobrepasa el valor de referencia del comparador (existencia de un eco), la salida de éste cambia de estado (Ver Fig. 2.8). Este cambio de tensión puede detectarse o bien con el TL851 o con cualquier sistema lógico desarrollado para tal fin.

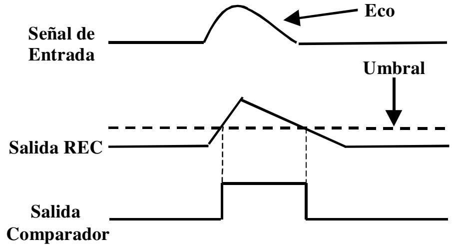


Figura 2.8. Formas de ondas para medición con detector de nivel

2.5. Sistemas para sonar Polaroid

Para finalizar con este tema, se presentará a continuación alguno de los productos comercializados por la firma Polaroid.

- **Sonar.**

Básicamente, se trata de un módulo de tamaño reducido para la emisión y recepción de ultrasonidos que opera en base al conjunto TL851 y TL852. Trabaja con un sensor emisor receptor en el mismo encapsulado tipo capacitivo. Opera en forma automática y en los terminales de salida, el usuario tiene disponible la forma del eco y el pulso de salida del comparador [10]. Se los ha empleado con éxito en sistemas de sonar para evitar obstáculos en robots móviles [11, 12, 13].

- **Equipo de desarrollo**

Fue un sistema completo de ultrasonido [11] que constaba de un emisor discreto, un receptor basado en el TL852, un display de cristal líquido para la indicación de distancia y un micro-controlador KC186. Soportaba transductores Polaroid tanto tipo capacitivos series 6000 y 9000, como piezoeléctricos, series 7000 [14, 15]. La frecuencia de trabajo estaba comprendida entre 40 kHz y 90 kHz. Podían ser elegidas por medio de cuatro llaves (dip-swich) montadas sobre el circuito impreso. Este sistema de desarrollo, podía trabajar en forma automática o como terminal de un computador a través de una interfaz tipo RS232. En este caso, por medio de una interfaz a usuario, éste puede variar: el número de pulsos a aplicar al transductor y la frecuencia de repetición de la emisión de ultrasonido. El resultado del cómputo de la distancia se presentaba en forma numérica pudiendo elegirla en dos unidades: centímetros o pulgadas. Además por medio de un conector tipo bornera (también ubicado sobre el circuito impreso), podía conectarse un osciloscopio y monitorear la señal analógica de emisión y recepción y la salida del comparador.

2.6. Sistema HC-SRQ$

El módulo HC-SRQ4 que opera a 40 KHz fue concebido para usarlo como periférico de sistemas basados en Arduino [1]. En la Fig. 3.1 se observa su imagen. Dispone de solo cuatro terminales; dos para la alimentación (+5 y masa), un tercer terminal usado para generar el pulso de ultrasonido (trigger) y un cuarto, para indicarle al procesador que ha recibido un eco (echo).Emplea dos transductores, uno para emitir y otro para recibir. El usuario no tiene acceso a la señal de eco. Las características principales son:



Figura 3.1. Vista del Módulo HC-SRQ4

Frecuencia de trabajo: 40 KHz

Tensión de Trabajo: DC 5 V
Corriente media de trabajo: 15 mA
Angulo del lóbulo principal: 15 grados
Ancho de la señal para disparo del trigger: pulso de 10µs, nivel TTL
Mínima distancia a medir: 2cm
Maxima distancia a medir: 400cm
Señal de acuso de eco recibido: nivel TTL con ancho proporcional al tiempo de tránsito.
Dimensiones: 45*20*15mm

El diagrama de tiempo que se muestra a continuación representa el funcionamiento del módulo. Solo se necesita suministrar al terminal de disparo (trigger) un pulso de 10us de ancho. El módulo enviará al transductor emisor una ráfaga de 8 ciclos con el fin de concentrar energía de la excitación y se quedará esperando que al transductor receptor llegue un eco. Cuando esto suceda (puede no suceder) el terminal echo pasa a cero, esperando el sistema un nuevo pulso de disparo.

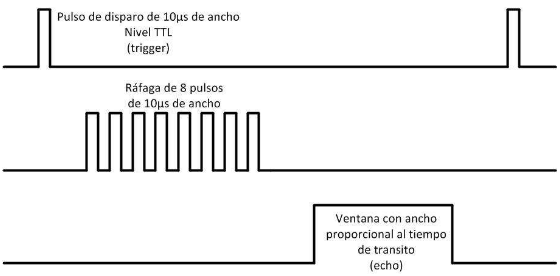


Figura 3.2. Diagramas de tiempo

El ciclo de actividad de la señal de excitación queda determinado por la profundidad (distancia) a la que se supone encontrar el eco. El fabricante sugiere calcular el rango a través del intervalo de tiempo entre el envío de la señal de disparo y el recibo del eco como, de acuerdo al sistema de medidas que use el usuario, esto es, cm o pulgadas:

$$distancia_{cm} = \frac{tt_{us}}{58}$$
$$distancia_{pulgadas} = \frac{tt_{us}}{148} \qquad (2.1)$$

La conversión a tiempo de transito se realiza suponiendo que a una temperatura ambiente, c = 340m/s, equivale a 29us/cm, 1/29us/cm, o 58cm/us. En forma genérica en el sistema métrico:

$$distancia(rango) = \frac{tt \cdot 340}{2} \qquad (2.2)$$

donde: c = 340m/s, es la velocidad del sonido en m/s para una temperatura ambiente de 20°C.

La velocidad del sonido en el aire aumenta 0,6 m/s por cada 1ºC de aumento en la temperatura. En forma aproximada, puede ser calculada mediante la siguiente ecuación empírica:

$$c = c_0 \cdot \sqrt{\frac{T}{273,5}} \qquad (2.3)$$

donde: c_0 es la velocidad del sonido para una temperatura de 0°C y T la temperatura ambiente en ^{o}K.

Una ecuación más exacta, referida normalmente como velocidad *adiabática* del sonido, viene dada por la siguiente ecuación:

$$c = \sqrt{\frac{k \cdot R \cdot T}{m}} \qquad (2.4)$$

donde:
- *R* es la constante de los gases (8,3144 J/mol K)
- *m* es el peso molecular promedio del aire (0,0287 kg / mol para el aire)
- κ es la razón de los calores específicos ($\kappa = c_p/c_v$ siendo igual a 1,4 para el aire)
- *T* es la temperatura absoluta en Kelvin

En una atmósfera estándar se considera que *T* es 293,15^o K, dando un valor de 343 m/s ó 1.235 k/hora. Esta ecuación supone que la transmisión del sonido se realiza sin pérdidas de energía en el medio, aproximación muy cercana a la realidad. Entonces:

$$c = \sqrt{\frac{1.4 \cdot 8.34 \cdot 293.15}{0,029}} = 343,5\frac{m}{s}$$

2.7. Resumen del capítulo

Se abordó el tema de los circuitos integrados dedicados a la emisión y recepción de ultrasonido para aplicaciones en aire, con la finalidad de orientar al diseñador al desarrollo de sistemas específicos. Un punto de coincidencia es que usan la técnica de umbral para la detección [16]. El LM1812, presenta la característica de usar circuitos sintonizados para la emisión, recepción y adaptación al transductor. Estos circuitos sintonizados emplean inductores con un Q muy específico que a la hora de la implementación, complican el ajuste y era necesario solicitarlos a una empresa

dedicada a ellos, adquiriendo como mínimo 200 unidades. Otro inconveniente era que el adaptador de impedancias con el transductor estaba diseñado para transductores Polaroy (frecuencia de trabajo cercana a 50 KHz) . Como ventaja, dado que había sido diseñado para aplicaciones de sonar, uno de los pines de salida podía comandar un motor de cc para hacer un barrido.
A diferencia del LM1812, el sistema de sonar desarrollado por Texas necesita de dos CI (TL851 TL852) , uno que cumple las funciones de CPU y el otro como receptor. También necesita de un circuito tanque de alto Q. Tiene un rango de frecuencias más amplio que el LM1812 (20 KHz a 90 KHz) .

Los módulos Massa y Polaroy fueron desarrollados específicamente para aplicaciones industriales (barreras, medición de distancias), y a diferencia del sistema Texas y National, no se tiene acceso a la señal de eco y para transductores producidos por ambas empresas. Sin muy robustos para trabajar en ambientes industriales.

Finalmente, el módulo HC-SRQ4, es actualmente el sistema más empleado para aplicaciones en el aire y que puede conectarse directamente a un sistema basado en Arduino. Está desarrollado específicamnte para determinar el tiempo de transito, la señal de eco es transparente al usuario. El próximo capítulo estará dedicado a un meticuloso estudio de su funcionamiento.

2.8. Preguntas y problemas propuestos

1- Para un sistema de sonar basado en el LM1812 se necesita excitar a un transductor piezoeléctrico de potencia que en funcionamiento normal, consume 12 W. Diseñar el circuito de adaptación de impedancias para lograr sobre la carga la potencia indicada.

2- ¿Porque razón el fabricante del LM1812 emplea para adaptar la carga (transductor) autotransformadores?

3- Para una aplicación específica se necesita detectar posibles blancos a una distancia máxina de 4 metros con un sistema de ultrasonido basado en el módulo E-220B. Calcular la resistencia Rp para obtener el ciclo de actividad necesario.

4-¿Debido a que razón los fabricantes de CI para sonar emplean filtros sintonizados LC y no RC?

2.9. Referencias

[1]- National Linear Data Book Applications Notes. LM1812 Ultrasonic Transceiver.

[2]- Monchaud, S., Prat, R. Détection d'obstacles par capteur simple de mesure de distance à ultrasons. Le Nouvel Automatisme – janvier – février, pp. 61-65,1981

[3]- Frederiksen, T., Howard, W. A single-chip monolitic sonar system. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-9, pp. 394-403, 1967.

[4]- Canali, C., De Cicco, G., Morten, B., Prudenziati, M., Taroni, A. A Temperature Compensated Ultrasonic Sensor Operating in Air for Distance and Proximity Measurements. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29, Nro. 4, pp. 336-341, November 1982.

[5]- Massa Products Corporation. Models E-188/215/220, High frequency narrow bean ultrasonic transducer .1996.

[6]- Veca, A., Martín, M., Lince Klinger, P. Automatización de un Banco experimental de ultrasonido para inspección de objetos en 2d. Nueva Telegráfica Electrónica. 35, pp. 153-157. 1999.

[7]- Lince Klinger, P. Automatización de un Banco de Ultrasonido. Trabajo Final de Graduación. Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan, 1995.

[8]- Texas Instruments Data Book Notes. TL851 Sonar Randing Control, 1988.

[9]- Texas Instruments Data Book Notes. TL852 Sonar Ranging Receiver, 1988

[10]- Ultrasonic System. Polaroid. 1996.

[11]- Veca, A., Solimei, E. Arreglo Sensorial para Vehículo Autoguiado. Nueva Telegráfica Electrónica**.** LXXXII Nro. 1, pp. 34-41. Diciembre 1995.

[12]-Development Ultrasonic kit. Polaroid. 1997.

[13]- AN97. Implementing Ultrasonic Rangings. Microchip Technology Inc, 2002.

[14]- Carbajal, M. Estudio y Análisis Comparativo de los Sensores de Ultrasonido Polaroid series 7000, 9000 y 6000. Aplicación a Robot Móvil. Trabajo Final de Graduación, Departamento de Electrónica y Automática, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de San Juan, 1998.

[15]- Forest M. Mins III. The Forest Mins Circuit Scrapbook. Vol II. Technololy Publishing, 2000. www.llh-publishing.com

[16]- Veca, A. C., Accolti, E. Ultrasonidos para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería. Primera edición, 2016. . http://dea.unsj.edu.ar/ultrasonido

Capítulo III

Análisis y Caracterización del Módulo HC-SRQ4

SUMARIO

3.1. Introducción

3. 2. Análisis detallado del módulo HC-SRQ4

A continuación se evaluará las prestaciones reales del módulo HC-SRQ4, primero en ambiente de simulación y posteriormente en laboratorio. La simulación consistirá en la verificación de las frecuencia de trabajo; frecuencias inferior y superior de corte y tensiones puestas en juego, es decir, la parte analógica, ya que es la responsable del procesamiento de la señal de eco, necesario para el correcto funcionamiento del sistema.

Debido a que no se dispone de la hoja de datos de los transductores usados, se supondrá que las características de estos se encuentran dentro de los típicos de transductores comerciales. Por ello se usará un modelo eléctrico ampliamente ensayado [3]. Del microcontrolador, sólo se citará la descripción de los terminales (pines), ya que el resto de los aspectos, superan el alcance de esta obra.

El fabricante del módulo publica el circuito de la Fig. 3.1 [1,2]. Se observa que está formado por tres circuitos integrados, un cuádruple amplificador operacional LM324 un MAX232A y un microcontrolador EM789153S. El LM324 procesa la señal de eco recibida, esto es, amplifica, filtra y detecta el instante de arribo del eco avisando al controlador. El MAX232 recibe la señal de excitación desde el procesador y la envía al transductor emisor. Más precisamente, recibe del controlador dos trenes de 8 pulsos desfasados 180 grados, logrando que el transductor emisor se excite con el doble de la tensión de alimentación, obteniendo una importante ganancia respecto a la dada por el fabricante del transductor (ver [3] capítulo VIII, apartado 8.2.4).

La primera y tercera etapa del LM324 trabajan como filtros pasa altos, mientras que la segunda, como filtro pasa banda. La cuarta etapa es un comparador que recibe por un lado la señal a la salida de la tercera etapa y por otro, el umbral a la salida del terminal P61 del controlador. El EM789153S [4] es un microcontrolador de altas prestaciones (su capacidad de trabajo supera ampliamente las necesidades del módulo). La señal de disparo (trigger) pone a cero el terminal P50 (pin 1) iniciando el ciclo de trabajo. Cuando se recibe el eco, el terminal P67 (pin 2) pasa a alto durante el tiempo proporcional al tiempo de tránsito. La salida P61 (pin 9) impone el nivel de umbral a la entrada del comparador (pin 2 del LM324), la entrada 60/INT recibe del colector del BC547 (Q1) la detección del eco y la salida P53 (HUAL (pin 12)) inhabilita al MAX232 después de haber excitado al transductor emisor. Finalmente, las salidas PS2 y PS1 (pines 13 y 14) envían a los terminales T1N y T2N pines del MAX232 (pines 10 y 11) los pulsos de disparo al transductor.

3.2. Simulación de la detección. Análisis de la respuesta en frecuencia

La Fig. 3.2 muestra el circuito de la parte analógica para la detección del eco en ambiente de simulación Simetrix [5].

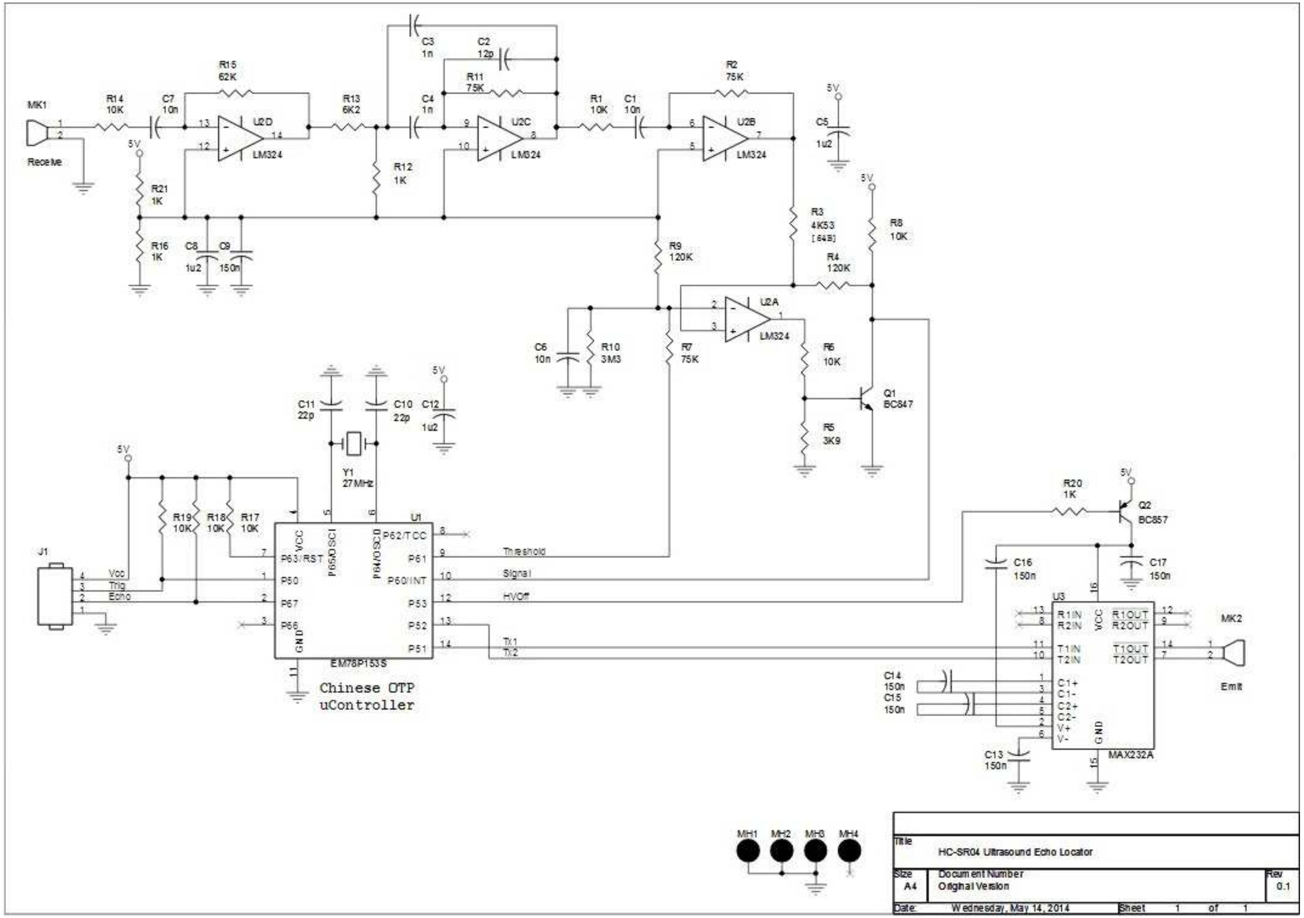


Figura 3.1. Esquemático

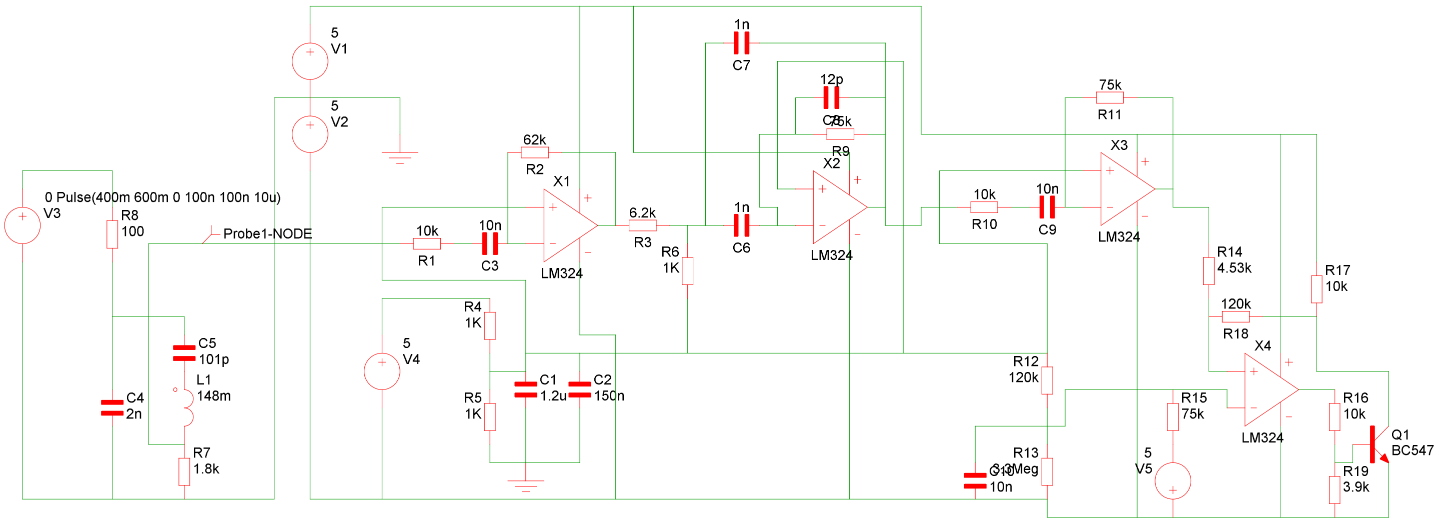


Figura 3.2. Circuito analógico del módulo en ambiente de simulación

Para obtener el modelo del transductor, se lo excito con un generador senoidal con una tensión de 2 Vpp, variando la frecuencia entre 35 KHz a 45 KHz encontrando la posición del cero y del polo de la transferencia (ver [3], apartado 3.5.1), obteniendo: fo = 39,9 KHz, fp = 40,9 KHz. Aplicando el conjunto de ecuaciones (3.29) a (3.30), se obtiene: C1 = 101 pf, L = 148 mH, Q=19,95, R = 1,85 KΩ. Se ha supuesto Co = 2 nf, ya que es un valor típico. El transductor receptor de 40 KHz ha sido reemplazado por su circuito equivalente de acuerdo al apartado 3.5.1. La Fig. 3.3 muestra la programación del generador de pulsos en el simulador y la Fig. 3.4 muestra la salida del modelo del transductor.

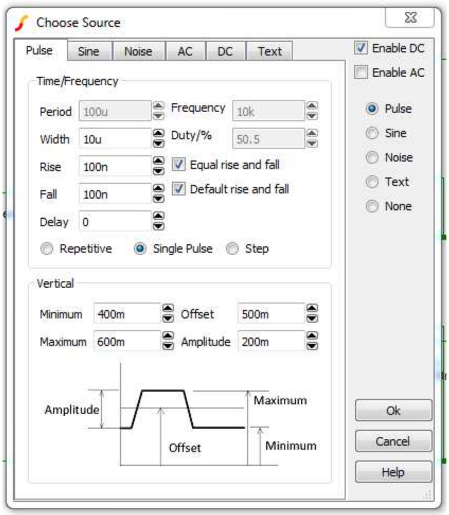


Figura. 3.3. Programación del generador de pulso

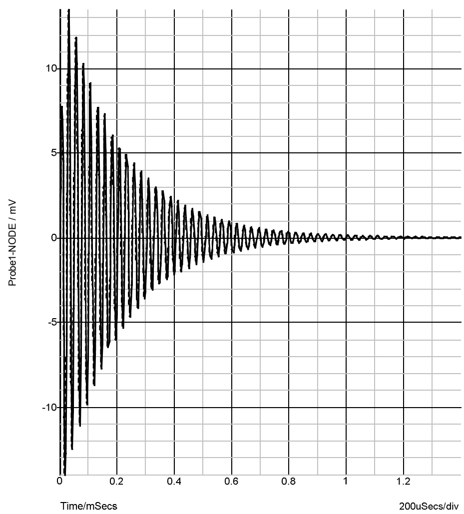


Figura 3.4. Respuesta del modelo del transductor

3.2.1. Respuestas de las tres etapas de amplificación

La Fig. 3.5 muestra las salidas de la primera, segunda y tercer etapa del LM324. Se programó el simulador para simulación de AC con un intervalo de 200KHz. Para este caso se desconectó la salida del modelo del transductor para poder excitar al circuito desde el generador de AC. Como se observa, la respuesta de la primera etapa es bastante plana y está centrada en 20KHz. Como la segunda etapa (- gruesa) es un filtro pasa banda, la salida es de banda angosta, también centrada en 20KHz. Si bien, la tercera etapa se trata de un filtro pasa-altos (línea continua), su salida sigue a la segunda. Evidentemente, la pendiente de la frecuencia de corte de la segunda y tercera etapas está dada por el producto de ganancia por ancho de banda del amplificador (1MHz a ganancia unidad) [6,7].

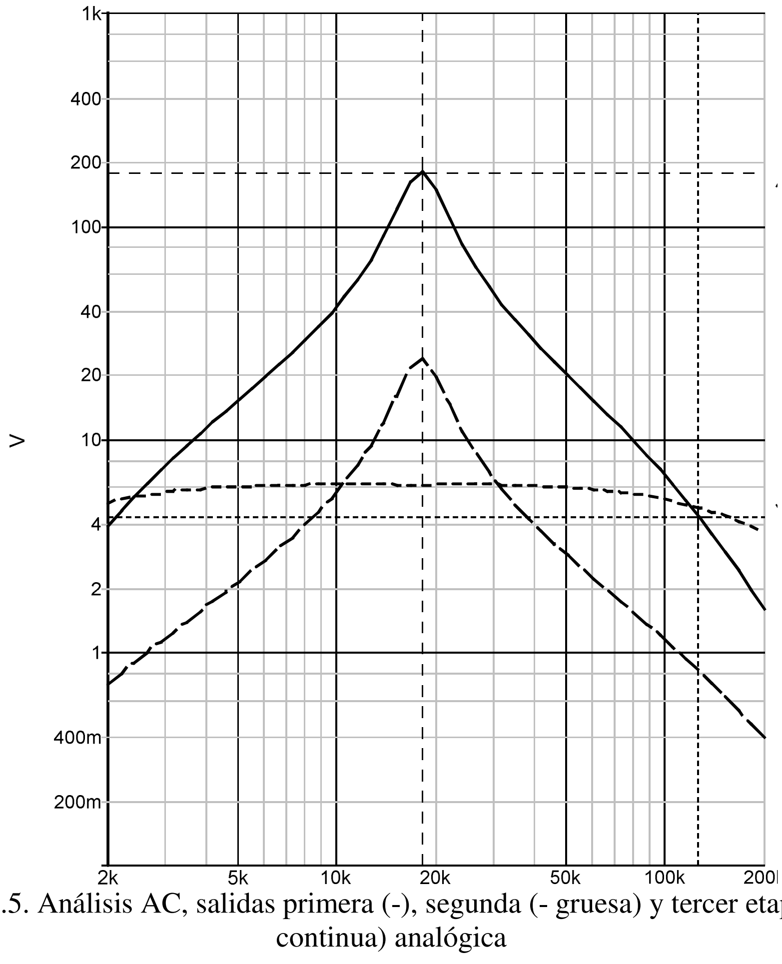


Figura 3.5. Análisis AC, salidas primera (-), segunda (- gruesa) y tercer etapa (línea continua) analógica

Conclusión

Si bien la arquitectura circuital cumple con su cometido, el esquemático dado por el fabricante ***no corresponde*** *a ser aplicado a un transductor de 40KHz.*

Para que la salida de la primera etapa del LM324 estuviera centrada en 40 KHz, manteniendo el valor de C3 en 10nf, R1 debería ser de 2,5KΩ [6,7] y para mantener la misma ganancia, R2 debe ser de 20,5 KΩ. La Fig. 3.6 muestra la respuesta de la primera etapa para tres valores diferentes de ganancia comparada con la ganancia del fabricante (R2 = 62KΩ) con R2 = 20.5KΩ, 15kΩ y 10kΩ.

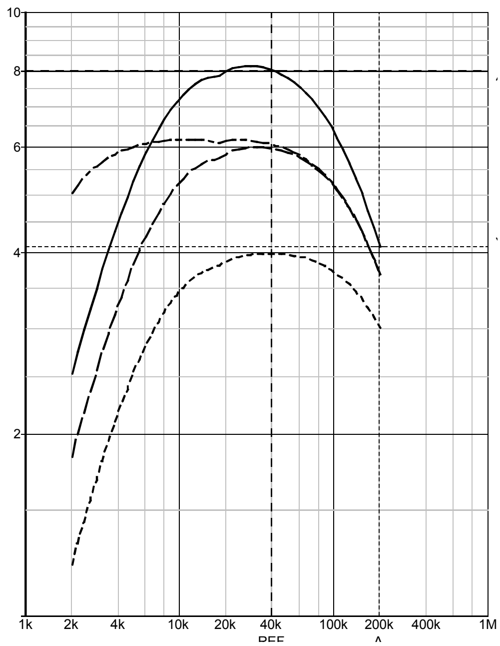


Figura 3.6. Respuesta de la primera etapa para R2 = 62 KΩ, 20.5KΩ, 15kΩ y 10kΩ
Orden decreciente 20.5K, 15K, 10K

3.3. Mediciones en laboratorio

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos en ambiente de laboratorio. La Fig. 3.7 muestra la disposición de los elementos usados para tal fin. En el PC corre la interfaz a usuario del osciloscopio y el Matlab. El osciloscopio tiene dos canales y muestrea a 100MHz [8]. El canal 1 tomado como referencia, se conectó a la entrada de trigger del módulo. El canal 2 se empleó para registrar las salidas de interés como se observa en la figura. Con respecto a las salidas analógicas del LM324 y del MAX232 en referencia al circuito esquemático del módulo (Fig. 3.1) son:

Salida primera etapa (filtro pasa-altos): pin 14.
Salida segunda etapa (filtro pasa-banda): pin 8
Salida tercera etapa (filtro pasa-altos): pin 7
Entrada T1IN: pin 11
Entrada T2IN: pin 10

El canal A del osciloscopio siempre está conectado al pulso de disparo como sincronismo. Los puntos negros en el recuadro de los CI están indicando el pin 1.

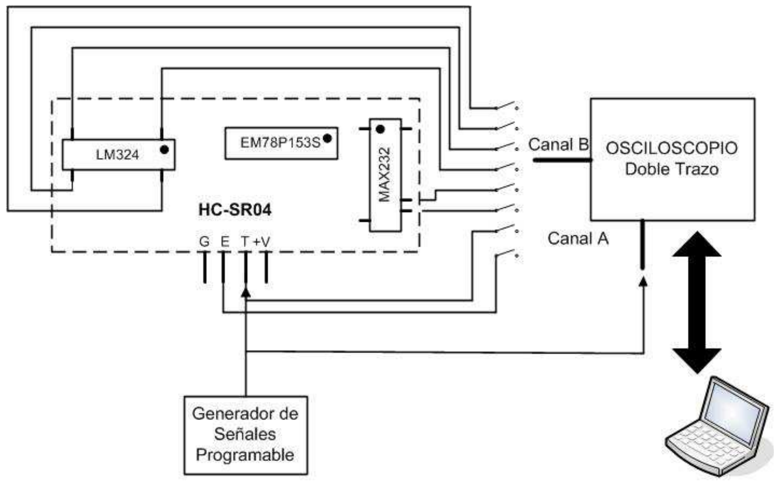


Figura 3.7. Esquema de laboratorio

3.3.1. Mediciones sobre la excitación

La Fig. 3.8 muestra el pulso de excitación en el pin trigger del módulo (rojo) y la secuencia de pulsos en la entrada T1IN del MAX232. El intervalo de tiempo entre el disparo y el inicio del tren de pulsos de t1 = 240µs y el tiempo entre el inicio de tren y el final t2 = 180µs

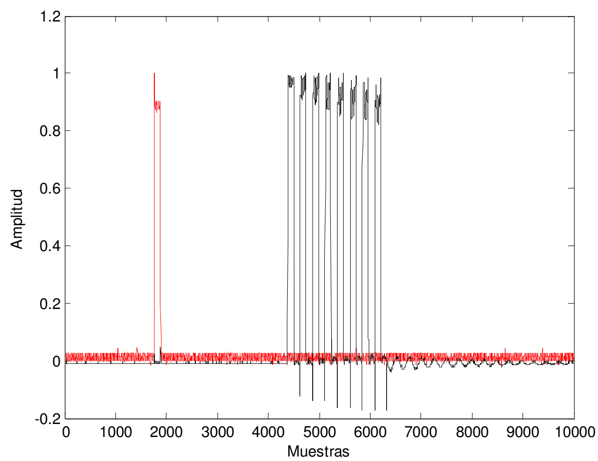


Figura 3.8. Disparo (rojo) y tren de pulsos

En la Fig. 3.9 se observa los pulsos en las entradas T1IN (negro) y T2IN (rojo) del MAX232. Tal como se comentó, durante el flanco de bajada del tren de pulsos en la entrada T1IN, se encuentra el flanco de subida en la entrada T2IN logrando que el

transductor sea excitado con una tensión equivalente al doble de la tensión de alimentación, logrando una ganancia de excitación de 6dB.

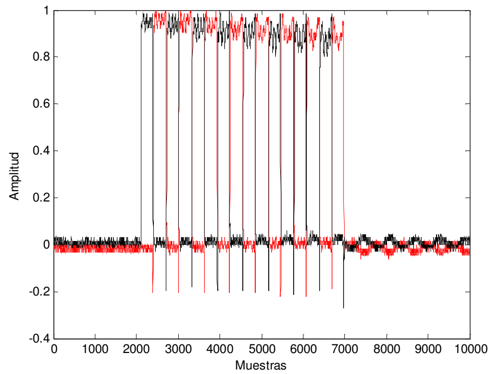


Figura 3.9. Trenes de pulso en las entradas del MAX232

Finalmente, la Fig. 3.10 muestra los pulsos de disparo a la salida del MAX232 y la amortiguación del transductor emisor como consecuencia de la excitación.

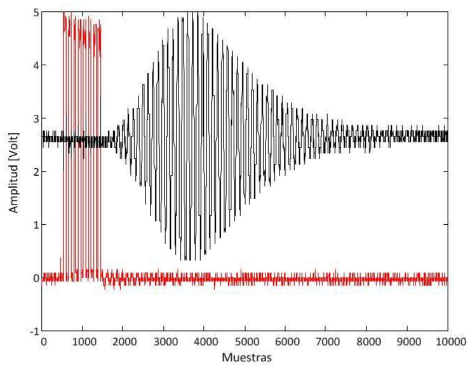


Figura 3.10. Pulsos de excitación y amortiguamiento del transductor emisor

La diferencia de tiempo entre el pulso de disparo y la extinción del amortiguamiento del transductor emisor depende del transductor usado. Existe dispersión propia del proceso de fabricación, por ello, hay un valor mínimo y un valor máximo. Por ello, en la práctica se toma un valor medio. En este caso, esa diferencia de tiempo está comprendida entre 360us y 540us, lo que equivale a que la distancia mínima a determinar por el módulo esté comprendida en una ventana que va desde 6 cm a 9,5 cm.

3.3.2. Mediciones sobre la respuesta a la excitación

Para la determinación que se muestra a continuación, se posicionó el módulo en un lugar libre de obstáculos tanto en sentido axial como lateral y se digitalizo la señal a la salida del primer amplificador del LM324 (pin 14), como se muestra a continuación (Fig. 3.11). La señal registrada es la respuesta del transductor receptor como

consecuencia de la excitación, es decir, la denominada zona ciega [9,10,11,12], consecuencia del acoplamiento mecánico y acústico entre los transductores emisor y receptor. Las condiciones del osciloscopio fueron: frecuencia de muestreo fm =2.5 MS/s, sensibilidad del canal, 1 Volt/div, base de tiempo BT = 200μs/div, disparo normal,

La espiga que se observa antes de la respuesta, se debe al pulso de excitación que, se acopla por falta de desacople de la fuente de alimentación. Es de utilidad porque no es necesario digitalizar con el osciloscopio el canal de disparo.

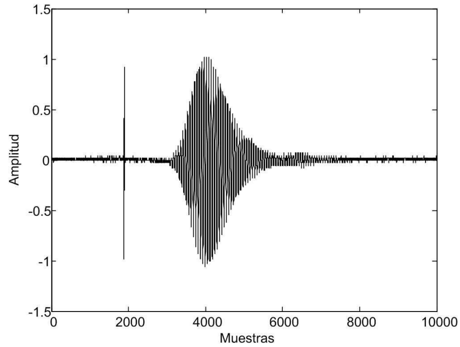


Figura 3.11. Traza a la salida del primer amplificador debido a los acoplamientos mecánicos y acústicos

3.3.2.1. Modelado de la señal emitida

A continuación se va a modelar la señal recibida para obtener el modelo del eco. Se determinará la constante α de amortiguamiento del transductor y la relación señal/ruido. Posteriormente, se compararán la señal digitalizada con la simulada para conocer el grado de similitud y realizar los ajustes si fuera necesario. Para la simulación se uso el algoritmo genera_poly15.m (ver [3], capítulo V) que corre bajo plataforma Matlab [13]. El algorítmo genera_poly15 resuelve el modelo polinómico de la envolvente del eco

$$s(t) = A_0 \left(t - tt\right)^n e^{-\alpha(t-tt)} sen\left[2\pi f_0(t - tt) + \theta\right] u(t - tt) + \eta(t) \tag{3.1}$$

donde: Ao, n y α, son las constantes de amplitud máxima, factor de frecuencia y constante de amortiguamiento del transductor. u(t) es la función escalón unitario, tt el tiempo de tránsito, η el ruido presente en el canal y θ la fase relativa. El algoritmo tiene el formato de la Fig. 3.12.

donde los argumentos de entrada son: f0_nor es la frecuencia normalizada (frecuencia de trabajo respecto a la de muestreo), nm el número de muestras al valor máximo de la envolvente, snr la relación señal a ruido en dB, t un vector con los límites del algoritmo. Como argumentos de salida; eco representa el A-scan y env la envolvente.

```
function [eco,env]=genera_poly15(f0_nor,t,a,n,nm,Ao,SNR)
%Modelo de envolvente polinómica
w0_nor=2*pi*f0_nor;
%tmax=round(3/a);
tmax=round(n/a);
b=(a*exp(1)/n).^n;
%Generación del eco
t0=0;
tx=[zeros(1,(t0+nm)-tmax) 1:length(t)-((t0+nm)-tmax)];
e=b*tx.^n.*exp(-a*tx);
  rf=sin(w0_nor*tx);
  eco=EX*e.*rf;
%Eectos del ruido
%Ruido aditivo
y=10^(snr/20);
rui=(rand(size(tx))-.5)/y;
eco=eco+rui;
%Extracción de la envolvente
env=abs(hilbert(eco));
```

Fig. 3.12. Código para generar la traza

Teniendo en cuenta que el osciloscopio usado muestrea a 2.5 MS/s (modifica la frecuencia de muestreo de acuerdo a la frecuencia de la señal que procesa), fonor = 0.1, el nm = 4000, n = 2 (la frecuencia de trabajo es menor a 320 KHz). Con respecto a α, se partió del valor sugerido en [14], α =0.0075, valor razonable porque se trata de aire. La relación señal a ruido se estimo en SNR = 30 dB. De acuerdo a todo lo visto, se tiene:

[eco,env]=genera_poly15(0.1,[1:10000],0.0075,2,4000,1,30)

Én la Fig. 3.13 se muestra el resultado de la simulación (rojo) con la señal generada por el módulo. Del simple análisis, se desprende que el α adoptado tiene que ser más grande y que snr debe ser menor. El registro de la Fig. 3.14 se acerca bastante mejor a la realidad. En esta oportunidad, α = 0.003 y SNR = 25 dB, valores que aproximan mucho mejor a la realidad. La Fig. 3.16 muestra las envolventes de las señales de la Fig. 3.15

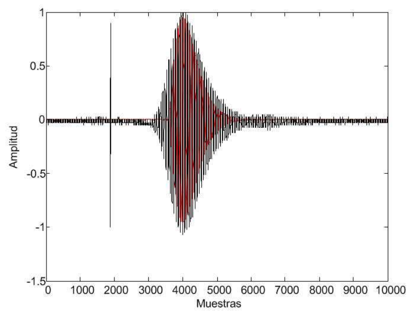


Figura 3.13. Señal generada por el módulo (negro), Señal generada en simulación con α = 0.003 y SNR = 30 dB (rojo)

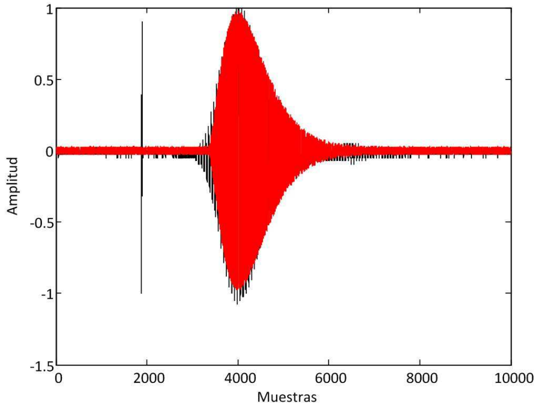


Figura 3.14. Ajuste del modelo con α = 0.0030 y SNR = 25 dB

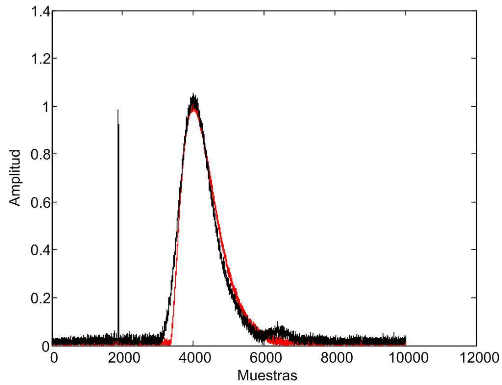


Figura 3.15. Envolventes (en rojo la simulada). Ajuste del modelo con α = 0.0030 y SNR = 25 dB

3.3.2.2. Efectos de la zona ciega

La zona ciega del transductor receptor está compuesta por tres efectos; el amortiguamiento de la cerámica, el acoplamiento mecánico a través del montaje y por el acoplamiento acústico debido a los lóbulos laterales del diagrama de radiación.

El efecto del amortiguamiento de la cerámica se. El acoplamiento mecánico a través del montaje no puede modificarse. Sólo queda el acoplamiento acústico que, en caso de necesidad, puede reducirse interponiendo entre ambos transductores una lámina o usar cornetes [3]. Para tener una idea de cuál es la magnitud de este tipo de acoplamiento en este módulo, primero se digitalizó la señal recibida por transductor receptor (Fig. 3.16, rojo) y luego, la señal recibida por el mismo transductor interponiendo una lámina entre ambos transductores (Fig. 3.16, negro). La Fig. 3.17, muestra el resultado de la extracción de las respectivas envolventes.

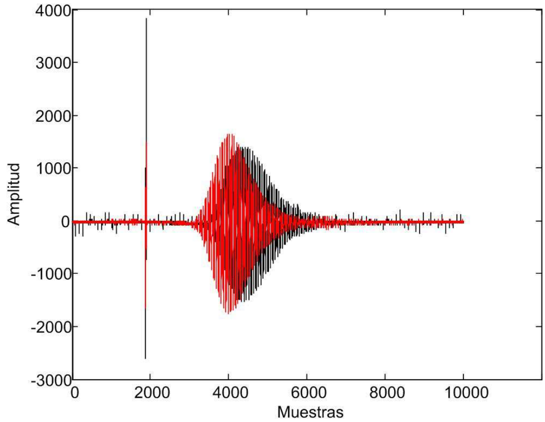


Figura 3.16. Zona ciega con acoplamiento (rojo) y sin acoplamiento (negro) acústico por lóbulos de radiación

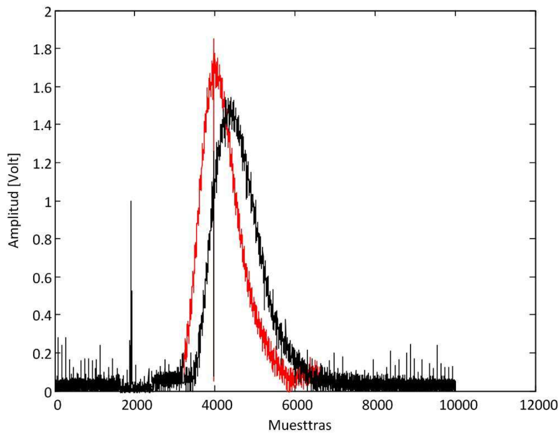


Figura 3.17. Envolventes con (rojo) y sin acoplamiento acústico (negro) por lóbulos de radiación

3.3.2.3. La señal Echo

A continuación en la Fig. 3.18 se muestra la variación de la señal Echo, superpuesta a la señal de eco, obtenida a la primera etapa del LM324, para los casos de no haber un obstáculo y para un obstáculo posicionado en 6, 10 y 28,5 cm. A partir de los 6 cm hacia abajo, la señal Echo mantiene mismo ancho libre de obstáculos. Por esta razón, el límite inferior de medida para este módulo, está en el orden de los 6cm. La Fig. 3.19 muestra las señales a las salidas de los pines 14, 8, 7 y 1 del LM324 para un blanco situado a 90 cm. La primera señal que se observa en la traza, es la zona ciega, la segunda, el eco correspondiente al obstáculo y la tercera, es un eco del obstáculo como consecuencia de rebotes múltiples, cuya amplitud (0.060 Vpp), es del orden del 30% de la amplitud del eco principal (0.220 Vpp).

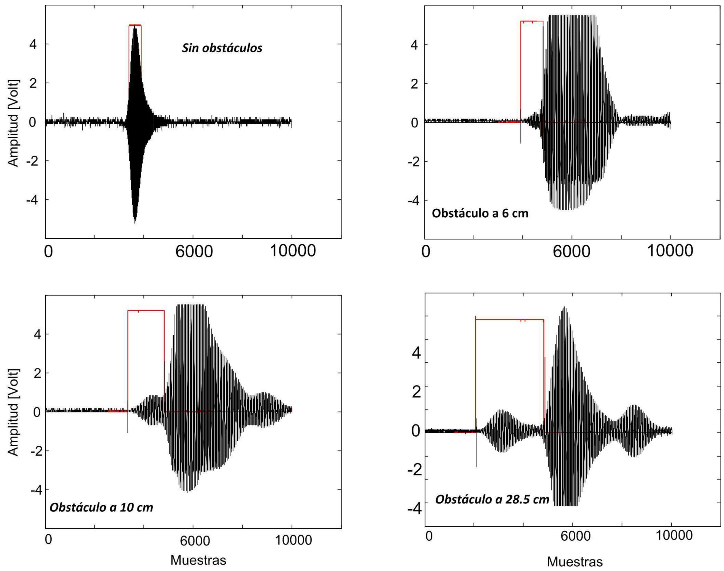


Figura 3.18. Salida de la primera etapa del LM324 (pin 14) en función de la distancia al obstáculo

En este caso, como el blanco se encuentra a 90 cm, para una c = 338 m/s (ya que la temperatura ambiente fue de 12°C), el primer eco debido a los rebotes múltiples debería encontrarse a una distancia de 1,8 m.

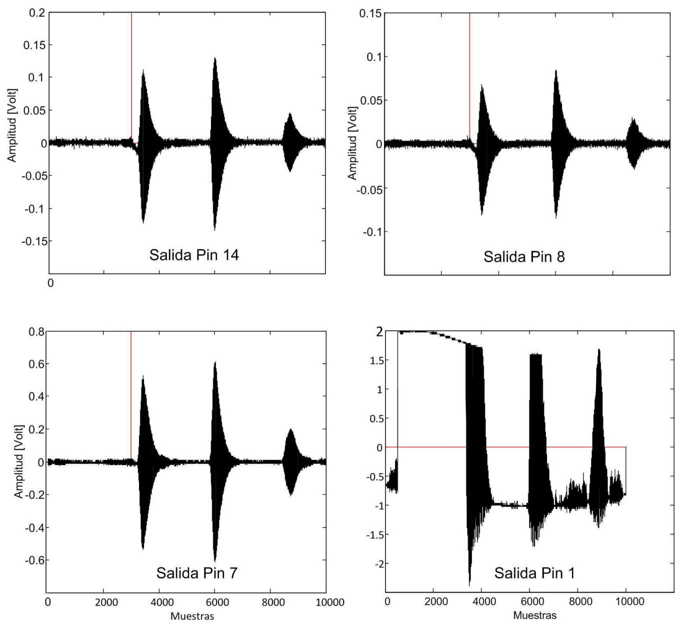


Figura 3.19. Formas de ondas salidas pines 14, 8, 7 y 1 del LM324 para un blanco a 90 cm

En este caso, la medición de distancia fue de 1,76 m, valor bastante cercano al teórico.

Es importante señalar que independientemente de la existencia y número de ecos secundarios, el sistema detecta sólo el primero, a partir del disparo y a continuación de la zona ciega. El resto del ciclo de actividad de la señal de excitación, no realiza detección alguna. Esta característica, que no puede ser de otra forma para la aplicación de este sistema, invalida la detección de multipicos [3], muy común en END y medicina

Finalmente, la Fig. 3.20 muestra la señal Echo para distancias al blanco *d* de 0,1 m, 1 m, 2 m, 3 m y 3,90 m. El intervalo de tiempo entre el disparo (Triger) y el flanco ascendente de la señal Echo, está en el orden de 460us.

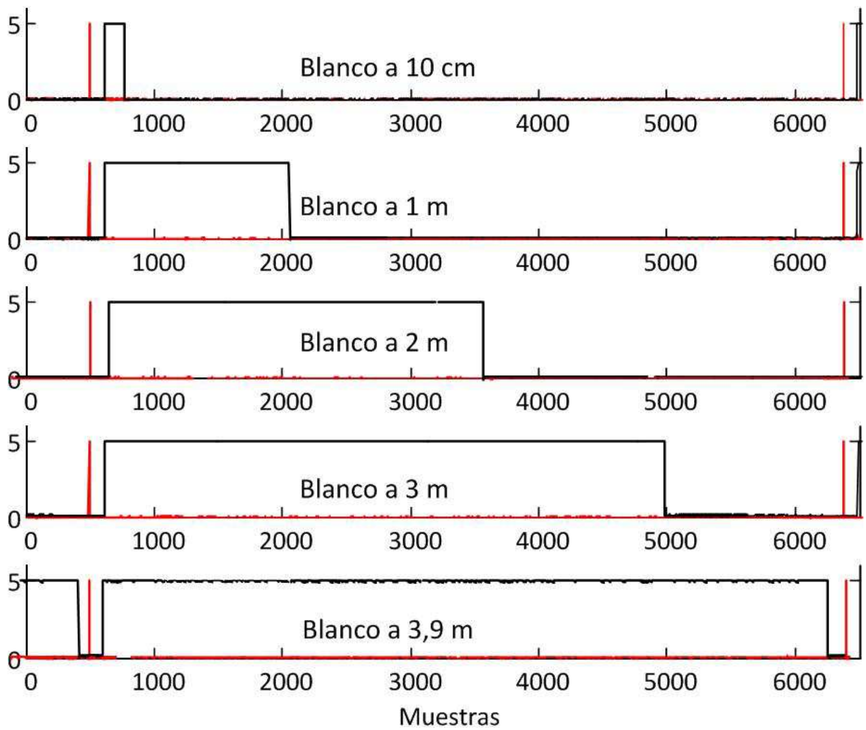


Figura 3.20. Señal Echo para cuatro distancias al blanco.
En rojo el disparo.

La Tabla 3.1 muestra *d*, el ancho de la ventana *tv,* la distancia real obtenida *dr* y el error de la medición *er*. Se han agregado tres mediciones más para 6 m y 7 m. Para la última distancia no se ha calculado el er porque debido a la SNR impuesta por el canal, no se está seguro que la detección sea correcta, debiéndose a detecciones aleatorias. Más adelante se analizarán con detalle este caso.

d	***tv***	***dr***	***er***
[m]	[ms]	[m]	[%]
0,1	0,650	0,109	9,0
1,0	5,840	0,987	1,3
2,0	11,6	1,96	2,0
3,0	17,4	2,94	2,0
3,90	22,7	3,83	1,79
6,00	38,4	5,88	2,00
7,00	40,8	6,89	

Tabla 3.1. Error relativo de la medición

Como se observa, el er es bajo, inferior al 10%.

3.3.2.4. Cálculo de la amplitud de la señal de eco para la máxima distancia al blanco

La amplitud de la señal de eco recibida en la primera del receptor, es función de la característica del transductor emisor, de la tensión de excitación, de las pérdidas del canal y de la sensibilidad del transductor receptor (ver [3], capítulo VIII), tal como lo muestra la Fig. 3.21. El nivel de presión sonora (SPL) queda determinada por:

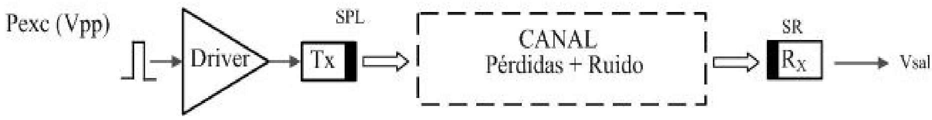


Fig. 3.21. Esquema del trayecto del haz ultrasónico

$$Vsal_{Rx} = SPL(do) \pm Fexc - Perdidas\ del\ canal + ruido + SRx \qquad (3.2)$$

donde: **SPL(do)** representa el nivel de presión sonora a la distancia de referencia, especificada por el fabricante del transductor. **Fexc** es la relación entre la tensión de excitación real del transductor emisor Vexc y Vref la tensión de excitación con la que el fabricante excita al transductor:

$$Fexc = 20\log\frac{Vexc}{Vref} \qquad (3.3)$$

Las pérdidas del canal contemplan por una parte, la atenuación por espacio libre a partir de la distancia de referencia (do), respecto de la longitud real del enlace (d) y por otra, la atenuación por absorción. En forma genérica:

$$Pérdidas\ del\ canal = \mathrm{Re}ducción\ de\ SPL + Aab \qquad (3.4)$$

Haciendo los correspondientes reemplazos se tiene:

$$Pérdidas\ del\ canal = 20 \cdot \log_{10} \frac{d}{do} + 0.3 \frac{dB}{m} \qquad (3.5)$$

Se ha supuesto el caso más desfavorable para la atenuación por absorción donde la frecuencia del ultrasonido es de 40 kHz. Haciendo los reemplazos necesarios, la tensión a la salida del transductor receptor es,

$$Vsal_{RX}[Volt] = P \cdot 10^{\frac{SRx}{20}} \qquad (3.6)$$

Como ya se comentó, no se conocen las características de los transductores usados en el módulo, por ello, supondrá que son similares a los transductores comerciales más usados para 40 KHz. En este caso, se optó por los transductores MA40S2S y MA40S2R de la firma Murata [15]. Los parámetros dados, son:

Transmisor

SPL = 107 dB
Presión de referencia a 0 dB = 2*10-4 µbar/30 cm
Vexxc = 10 Vrms

Receptor

Sensibilidad = -65 dB, Volt/µbar
do = 0,30 m
En este estudio, Vexc = 5 Vrms

Para las mediciones que se muestran a continuación, el blanco se sitió a 0,1m, 1m, 2m, 3m, 6m, 7m y 7,68m. El límite superior fue impuesto por las dimensiones del laboratorio. La frecuencia de repetición del pulso de disparo se varió entre 23,5 ms y 70 ms. Para el computo de la tensión a la salida del transductor receptor (Rx) se generó en ambiente Matlab, la function denominada *enlace.m* que se muestra en la Fig. 3.22. Con los valores obtenidos se generó la Tabla 3.2 cuyas columnas tienen la distancia al blanco y la tensión de salida de Rx.

```
%enlace
%d, do, distancia al blanco y distancia de referencia, respectivamente.
%SRx= sensibilidad del receptor, Vexc= tensión de excitación del transductor
%emisor. Vefa= tensión de excitación del fabricante,
function [Vsal] = enlace(d,do, SPL,SRx, Vexc,Vref,rui)
Ab=0.3; %Atenuación por absorsion para f=40KHz en dB/m
Pca=abs(20*log10(do/d)-Ab*d); %Perdidas del canal
Ve=20*log10(Vexc/Vref); %Ganancia de excitación
SPLrx=SPL+Ve-Pca+rui; %Tensión de salida en los terminales del receptor
P=power(10,(SPLrx/20))*2*10^-4; %Conversión de SPL a P
Vsal=power(10,(SRx/20))*P;
end
```

Figura 3.22. Código para el cálculo de VsalRx

d	***VsalRx***	***Vo***
[m]	[mV]	[mV]
0,1	8,50	69,7
1,0	1,80	14,8
2,0	0.822	6,7
3,0	0,51	4,2
3,90	0,37	3,0
6,00	0,20	1,16
7,00	0,16	1,13

Tabla 3.2. VsalRx y Vo en función de la distancia al blanco

La diferencia entre VsalRx y Vo, se debe a que la ganancia de primera etapa (pin 14) del LM324 es de 18,27 dB. El resultado del cómputo de VsalRx en función de la distancia al blanco, se observa en la Fig. 3.23 y en la Fig. 3.24 se muestran ambas, VsaRx t Vo. La diferencia entre ellas es la ganancia del sistema.

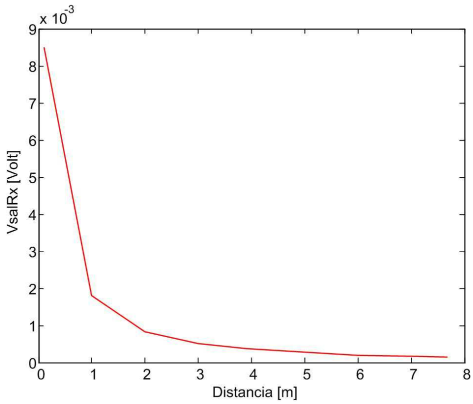


Figura 3.23. Tensión de salida VsalRx en función de la distancia

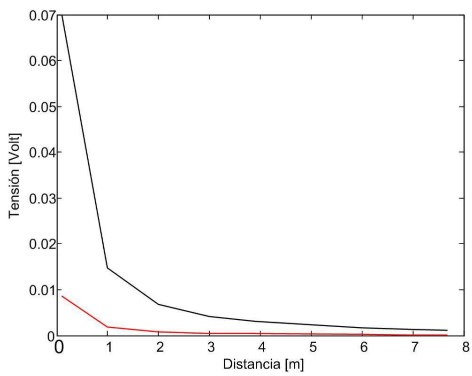


Figura 3.24. Tensión de salida VsalRx y Vo en función de la distancia

La presión acústica sobre el Rx se puede modelar con la Ecu. (3.6) [3]. Donde Po y P representan la presión emitida y la recibida por el transductor Rx, d la distancia al blanco en cm (2*d para el caso de pulso-eco), α la constante de atenuación del medio en dB/cm y f la frecuencia en MHz.

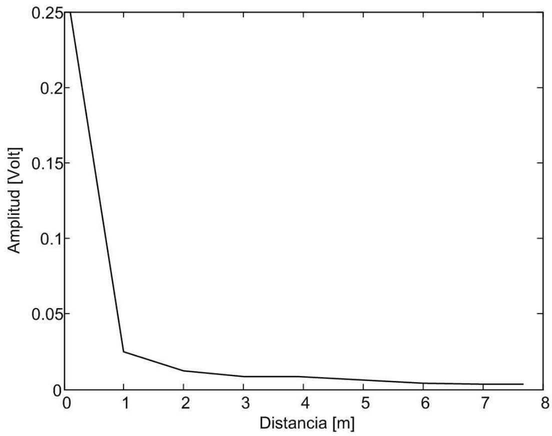
$$P = P_o \cdot \frac{1}{d} e^{-\alpha \cdot d \cdot f^2} \tag{3.6}$$

Evidentemente, la tensión a la salida de Rx, tendrá la misma forma que la Ecu. (3.6).

$$v = v_o \cdot \frac{1}{d} e^{-\alpha \cdot d \cdot f^2} \tag{3.7}$$

Para el aire [14,16], $\alpha \cdot f^2 = 1{,}61 \cdot 10^{-12} \cdot f^2 \quad [dB \frac{s^2}{cm}]$

Haciendo los reemplazos correspondientes, el resultado se muestra a continuación, en la Fig. 3.25, verificando lo anterior, lo visto..



3.25. Amplitud a la salida de Rx en función de d

Para el cálculo de la SNR, la amplitud de la línea base del eco es de 0,033 Volt. La Tabla 3.3 muestra Vo y SNR para las respectivas distancias, y la Fig. 3.26 el resultado gráfico. Para distancias comprendidas entre 0,1 m hasta 2 m, la SNR toma valores comprendidos entre 37,5dB y 25,5 dB, Esta es sin dudas, la mejor zona de trabajo. Hasta una distancia de 4 m, la SNR toma valores razonables. Por esta razón el fabricante del módulo define esta distancia como máxima a medir. Para distancias mayores, la SNR continua bajando en forma lineal, ingresando a una zona de posibles falsas detecciones.

d	Vo	SNR
[m]	[Volt]	[dB]
0,1	2,46	37,44
1,0	1,82	34,8
2,0	0,752	27,15
3	0,478	23,21
3,9	0,324	19,84
4,0	0,246	17,44
5,0	0,132	12,04
6,0	0,084	8,11
7,0	0,047	3,07

Tabla 3.3. Vo y SNR en función de d

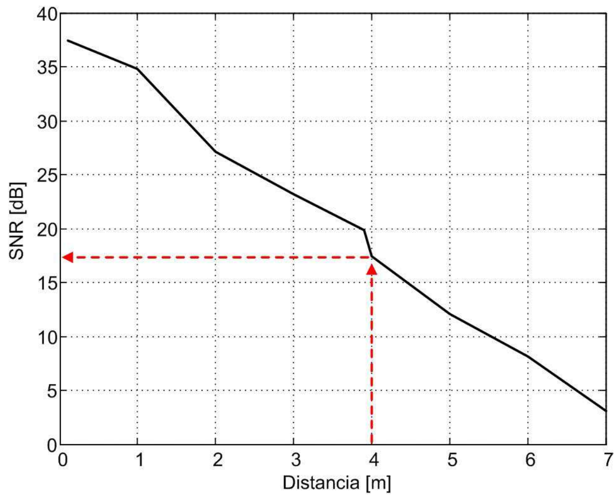


Figura 3.26. SNR en función de d

Por ello, para la distancias de 7 m, el eco quedará enmascarado por el ruido. A continuación en la Fig. 3.27 se muestra la traza (salida pin 14 LM324) para una distancia al blanco de 7,00 m. Las líneas rojas verticales indican el ancho del periodo de excitación y el círculo, la aparente posición del eco.

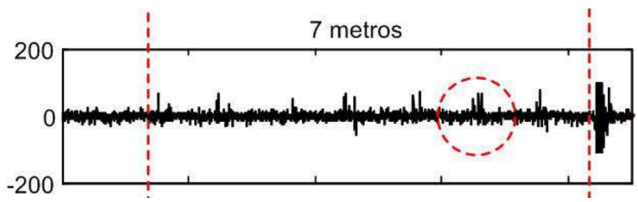
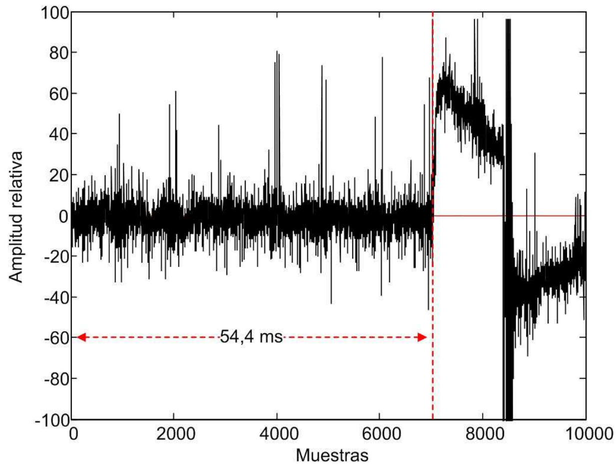


Fig. 3.27. Traza completa dentro del intervalo de medición

Finalmente, en la Fig. 3.28 se muestra el final de traza, antes de que se produzca un nuevo disparo del Trigger. El nivel de ruido produce picos que imposibilitan cualquier detección.



La Fig. 3.28. Traza evidenciando la baja SNR para distancias grandes

3.4. Conclusiones

En este capítulo se analizó y caracterizó el módulo HC-SRQ4 con la finalidad de obtener las características reales. Se partió de la información brindada por el fabricante.
Al principio y en ambiente de simulación, se estudió la respuesta en frecuencia de la parte analógica, llegando a la conclusión que si bien la arquitectura circuital cumple con su cometido, los filtros están sintonizados para 20 KHz, no para 40 KHz.

Posteriormente, a partir de terminales soldados en las salidas del LM324 y del MAX232, se obtuvo por un lado, la señal de eco y por otro, la forma de excitación del transductor emisor. En función de esto:

1- Se caracterizó la zona ciega del sistema, obteniendo la mínima distancia a medir que está en el orden de 6 cm a diferencia de la indicada por el fabricante de 2 cm.
2- Se obtuvo la constante de amortiguamiento de los transductores.
3- A partir de una serie de mediciones variando la distancia al blanco, se determinó el error relativo para cada distancia.
4- En función de las características eléctricas y acústicas de transductores piezoeléctricos de uso masivo, se determinó la tensión de la señal de eco a la salida del transductor receptor para distancias comprendidas entre 10 cm y 700 cm. Para cada distancia se obtuvo la correspondiente SNR. Concluyendo que si bien la distancia máxima dada por el fabricante de 400 cm es correcta, puede extenderse hasta 600 cm, tomando los recaudos necesarios.

3.5. Preguntas y problemas propuestos

1- Calcular los valores de resistencias y capacitores del circuito de la Fig. 3.4 para lograr sintonía en 40 KHz. Verificar con simulación, la respuesta en frecuencia.

2- Si se tuviera que reemplazar el MAX232 por un pulser que enviara un solo pulso. ¿Cuál sería la amplitud máxima de excitación para que el resultado fuera equivalente.

3- Calcular la tensión de salida del transductor receptor para una distancia de 500 cm (pulso-eco) con una Vexc = 15 Volt, a partir de las siguientes especificaciones:
<u>Tx</u>
SPL = 100 dB
Presión de referencia a 0 dB = 2*10-4 µbar/30 cm
Vexc = 10 Vrms
<u>Rx</u>
Sensibilidad = -57 dB, Volt/µbar
do = 0,30 m

4- Repetir el problema anterior para el caso de un enlace punto a punto. Obtener conclusiones.

5- Empleando componentes modernos, ¿se podría mejorar las prestaciones del módulo? Justifique la respuesta.

3. 6. Referencias

[1]- Ultrasonic Ranging Module HC - SR04. https://ar.mouser.com/sparkfun/

[2]- Product User's Manual – HCSR04 Ultrasonic Sensor. www.datashheetspdf.com/hc-sr04

[3]- Veca, A. Accolti. E. Ultrasonido para Ingenieros y Estudiantes de Ingeniería. Primera edición, 2016. http://dea.unsj.edu.ar/ultrasonido

[4]- EM78P153E OTP ROM. *www.whwave.com.cn/download/.../EM78P153E(2001-07-23).pd..*.

[5]- SImetrix. Versatil Circuit Simulation. http://www.simetrix.co.uk/site/index.html

[6]- Veca, A., Lage, A., Ruiz Noguera, M. Filtros analógicos: clásicos, basados en capacitor conmutado y con FPAA. Edición, 2014. http://dea.unsj.edu.ar/tredes

[7]- Franco, S. Design with Operational Amplifiers and Analog integrated Circuits. WCB McGraw-Hill, 1998.

[8]- OWON PC oscilloscope-VDS3102, Bandwidth 100 MHz

[9]-Veca, A. Análisis, modelación y caracterización de la zona ciega del transductor receptor, para optimizar sistemas de ultrasonido en régimen impulsivo. Tesis doctoral, Universidad Nacional de San Juan, mayo de 2005.

[10]- Veca, A., Fritsch, C. Detection of defects near the interface in pulse-echo. Congreso Regional de Ensayos No Destructivos y Estructurales (CORENDE 2005), Neuquén, noviembre de 2005.

[11]- Veca, A., Fritsch, C Detección de Defectos cerca de la Interfaz con Reducido Rango Dinámico y Baja Reflectividad.. XI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, (XI RPIC) Río Cuarto, Córdoba, septiembre de 2005.

[12]- Veca, A., Fritsch, C. Detección de Defectos próximos a la Interfaz en Condiciones de Saturación. 10º Congreso Nacional de END, pp. 217-226. Cartagena, España, junio de 2003.

[13]- Matlab. *https://www.mathworks.com/products/matlab.html*

[14]- Freire Bastos, Teodiano. Seguimiento y Análisis de Entornos de Soldadura por Arco Automatizada mediante Ultrasonidos. Tesis doctoral, Facultad de Ciencias Físicas, Universidad Complutense de Madrid, España, 1994.

[15]- Murata Manufacturing Co, Ltd, Japan. http://www.murata.com/products/

[16]- Cracknell, A. P. Ultrasonidos. Wykehan Publ. (London) Ltd, pp. 47, 1983.

Apéndice A

Planteo del Receptor Optimo

Suponiendo en el receptor dos hipótesis básicas:

$$\begin{aligned} Ho; \quad r(t) &= So(t) + n(t) \\ Hi; \quad r(t) &= Si(t) + n(t) \end{aligned} \qquad \text{(A1.1)}$$

donde: So(t) y Si(t) son las dos señales posibles a ser transmitidas, n(t) es el ruido del canal que se supondrá blanco y de distribución gaussiana. Se asume que "m" muestras de amplitud de la señal recibida están disponibles. La muestra de la señal en el instante tk se designará como:

$$r(tk) = Si(tk) + n(tk)$$

El subíndice i (=0,1) depende de cual hipótesis es verdadera y rk=Sik+nk, con 1<=k<=m. Dado que por hipótesis del ruido es banda limitada y densidad espectral de potencia:

Figura 1.14. Distribución de la densidad de potencia del ruido

$$S(w) = \begin{cases} No/2, \; para \quad |w| < B \\ o, \quad para\, el\, resto\, del\, espectro \end{cases} \qquad \text{(A1.2)}$$

Antitransformando la densidad espectral,

$$R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-B}^{B} \frac{No}{2} e^{jwt} \, dw = \frac{No\,B}{2\pi} \frac{sen\,Bl}{Bl} \qquad \text{(A1.3)}$$

donde: el primer cero se encuentra en t=π/B.
Si la señal recibida es muestreada a intervalos Δt=π/B, las muestras no están correlacionadas, y por lo tanto tendrán una distribución gaussiana (autocorrelación nula después del primer cero). En el intervalo (0,T), se pueden tomar m=T/Δt=B/π muestras independientes. Para escribir explícitamente la función de probabilidad, se determina la media y varianza de las muestras rk. Como el ruido tiene media cero,

$$E[rk] = E[Sik + nk] = Sik \qquad \text{(A1.4)}$$

y la varianza,

$$EC[rk - E(rk)] = E[nk^2] \qquad \text{(A1.5)}$$

Esta es la varianza del ruido, que se la denominará por $\wp n^2$ la cual es la correlación en cero R(0) del ruido se puede calcular de la Ecu. (1.4)

$$\wp n^2 = \frac{No\,B}{2\pi}$$

Si suponemos que cada muestra rk, de valor medio Sk, tiene una función de distribución de amplitudes gaussianas, esto es:

$$po(rk) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \wp n^2}} e^{-\frac{[rk - Sok]^2}{2\wp n^2}}, \quad a$$
$$pi(rk) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \wp n^2}} e^{-\frac{[rk - Sik]^2}{2\wp n^2}}, \quad b \qquad \text{(A1.6)}$$

válida para cada muestra rk de la señal transmitida, So o Si.
Por ser variables independientes, se tendrá que la función densidad de probabilidad de la suma de todas las muestras, es el producto de las funciones anteriores, extendido sobre k desde 0 a m,

$$po(r) = \left(\frac{1}{2\pi \wp n^2}\right)^{m/2} e^{-\sum_{k=1}^{m} \frac{[rk - Sok]^2}{2\wp n^2}}, \quad a$$
$$pi(r) = \left(\frac{1}{2\pi \wp n^2}\right)^{m/2} e^{-\sum_{k=1}^{m} \frac{[rk - Sik]^2}{2\wp n^2}}, \quad b \qquad \text{(A1.7)}$$

Tomando el límite de las funciones de probabilidad para señales conocidas con ruido blanco gaussiano, o sea pasaremos de un conjunto de muestras de la señal p(k) a la señal útil,
Sustituyendo $\frac{1}{\wp n^2} = \frac{2\Delta t}{No}$, las funciones quedan:

$$pi(r/Si) = \left(\frac{1}{\pi No}\right)^{m/2} e^{-\sum_{k=1}^{m} \frac{[rk - Sik]^2}{No}\Delta t}, \quad a$$
$$po(r/So) = \left(\frac{1}{\pi No}\right)^{m/2} e^{-\sum_{k=1}^{m} \frac{[rk - Sok]^2}{No}\Delta t}, \quad b \qquad \text{(A1.8)}$$

Tomando ahora B $B \to \infty,\ \Delta t \to 0, m \to \infty,\ pero\ m\Delta t = T$, esto es, lo que se produce con un muestreador continuo, las funciones densidad de probabilidad para cada hipótesis, serán:

$$pi(r/Si) = F\ e^{-\frac{1}{No}\int_0^T [r(t) - Si(t)]^2}\ dt, \quad a$$
$$po(r/So) = F\ e^{-\frac{1}{No}\int_0^T [r(t) - So(t)]^2}\ dt, \quad b \qquad \text{(A1.9)}$$

donde F es una cte. Indeterminada.

Si la señal So(t) o Si(t) sufre un retardo, las funciones de densidad de probabilidad serán ahora condicionales no solamente por la señal sino por un parámetro aleatorio, como lo es el retardo (z). Esto dará dos nuevas funciones densidad de probabilidad:

$$\begin{aligned} pi(r/Si(t-z)) &= F\, e^{-\frac{1}{No}\int_0^T [rt-Si(t-z)]^2} dt, \quad a \\ po(r/So(t-z)) &= F\, e^{-\frac{1}{No}\int_0^T [rt-So(t-z)]^2} dt, \quad b \end{aligned} \qquad (A1.10)$$

Conociendo las probabilidades a priori de So y Si, Po y Pi, respectivamente, se puede elaborar una regla de decisión o test de hipótesis, partiendo de minimizar la probabilidad de error.

$$Perror = Po\int_{Ri} po(r/So(t-z))dR + Pi\int_{Ro} pi(r/Si(t-z))dR \qquad (A1.11)$$

donde Ri y Ro son los intervalos de decisión para cada hipótesis. Teniendo en cuenta que

$$\int_{Ri+Ro} po(r/So(t-z))dR = 1 = \int_{Ri} po(r/So(t-z))dR + \int_{Ro} po(r/So(t-z))dR \qquad (A1.12)$$

que implica: $\int_{Ri} po(r/So(t-z))dR = 1 = -\int_{Ro} po(r/So(t-z))dR$ y reemplazando, se obtiene:

$$Perror = Po + \int_{Ro}\left[Pi\, pi(r/Si(t-z)) - Po\, po(r/So(t-z))\right]dR \qquad (A1.13)$$

Como se desprende la minimización del error vendrá dada por la minimización de la integral, la que será mínima eliminando Ro de manera tal que:

$$Po\, po(r/So(t-z)) - Pi\, pi(r/Si(t-z)) \qquad (A1.14)$$

o

$$\frac{pi(r/Si(t-z))}{po(r/So(t-z))} \underset{<}{>} \frac{Po}{Pi} \underset{<}{>} \frac{hipótesis\ Hi}{hipótesis\ Ho} \qquad (A1.15)$$

El parámetro z no se conoce, sólo se puede obtener y si la estimación es la de máxima verosimilitud, lo anterior seguirá siendo válido para el parámetro z estimado. Este parámetro z (de máxima verosimilitud) se estima a partir de maximizar la función de densidad de probabilidad; o sea, dada una función de densidad de probabilidad con un parámetro aleatorio, existirá un valor de este parámetro, que será el más próximo al valor del parámetro real, y por lo tanto tendrá máxima probabilidad dada.

$$pi(r/Si(t-z)) = F\, e^{-\int_T [r(t)-Si(t-z)]^2\, dt} \qquad (A1.16)$$

Para minimizar la función densidad de distribución, se debe minimizar la siguiente integral

$$\int_T [r(t) - Si(t-z)]^2 \ dt \tag{A1.17}$$

Si se reemplaza la señal genérica $Si(t-z)$ por la señal recibida $m(t-z)$, la integral a minimizar será:

$$\int_T [r(t) - m(t-z)]^2 \ dt \tag{A1.18}$$

Para elegir la menor de las integrales, derivamos respecto de z e igualamos a cero:

$$\frac{\partial}{\partial z}\int_o^T [r(t) - m(t-z)]^2 \ dt = 0 \tag{A1.19}$$

operando, se llega a:

$$\int_o^T r(t) + \frac{\partial}{\partial z} m(t-z)\, dt - \int_o^T m(t-z) - \frac{\partial}{\partial z} m(t-z)\ dt \tag{A1.20}$$

Resolviendo por partes, tomando:

$$t - z = x$$
$$t - x = z \quad \Rightarrow dz = -dx \ \ para\ t = cte$$
$$z + x = t \quad \Rightarrow dt = d(z+x), \quad dz = 0 \ \ por\ no\ ser\ \mathrm{var}iable\ de\ \mathrm{int}egración$$

$$-\int_o^T m(t-z) - \frac{\partial}{\partial z} m(t-z)\ dt = \int_o^T m(x)\frac{\partial m(x)}{\partial x} dx \tag{A1.21}$$

tomando $u = m(x) \Rightarrow du = d(m(x))/dx = dv$ y $dv = d(m(x))/dx \Rightarrow v = m(x) = u$

$$\int_o^T m(x) - \frac{d\ (m(x))}{dx}\ dx = \int_o^T u\ dv = u * v|_0^T - \int_0^T v\ du \tag{A1.22}$$

pero como v = u y dv = du

$$\int_o^T u\ dv = u * v|_0^T - \int_0^T u\, dv = 2\int_0^T u\, dv = u * v|_0^T \tag{A1.23}$$

Por ser tanto la función u como v periódicas de periodo T; el producto de u*v evaluado en 0 y T será:

$$u(o) = u(T), v(o) = v(T) \quad \Rightarrow u(o) * v(o) - u(T) * v(T) = 0$$

Por lo tanto la única integral que nos queda de la minimización es:

$$\int_{o}^{T} r(t) * \frac{dm(t-z)}{dz}\, dt = 0 \tag{A1.24}$$

Por lo tanto, el receptor óptimo será el que realice el producto de la señal recibida por el canal con la derivada de la señal emitida por la fuente acústica r(t).

Referencias

Canavos, G. C. Probabilidad y Estadística. Aplicaciones y Métodos. McGrawHill, 1988.

Indice alfabético

U

V

Esta obra se terminó de compilar el 23 de abril de 2019
en el
Laboratorio Tecnológico
Control y Robótica
Instituto de Automática, Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de San Juan
Avda. Libertador Gral. San Martín 1109 (O)
San Juan, Argentina